10

Operationele versterkers

Inhoud

■/■■ reeds gepubliceerd
▒/▒▒ gepland voor de volgende aanvullingen

Deel 10: Operationele versterkers

10/1

Eigenschappen en algemene voorbeeld-schakelingen

Inhoud

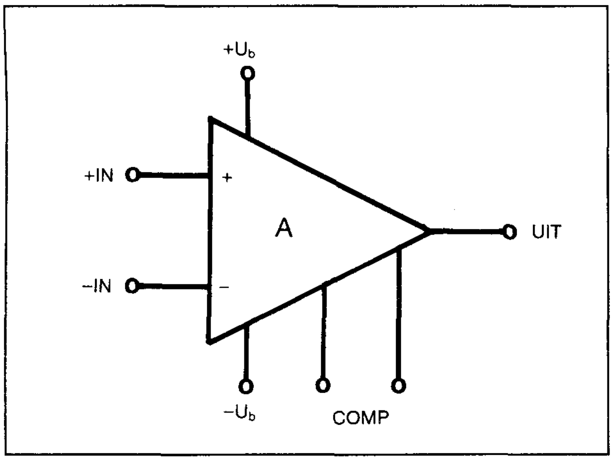
10/1

Eigenschappen en algemene voorbeeld-schakelingen

Eigenschappen

Inleiding

Onder de verzamelnaam 'operationele versterkers' worden geïntegreerde schakelingen gegroepeerd waarmee men lineaire bewerkingen (optellen, aftrekken, versterken, verzwakken) op analoge spanningen kan uitvoeren.
In de praktijk is een operationele versterker uitgevoerd als gelijkspannings verschilversterker met zeer hoge open lus versterking, waarbij de specifieke eigenschappen hoofdzakelijk worden bepaald door de terugkoppeling die men tussen de uitgang en een van de ingangen (soms beide) aanbrengt.



Figuur 10/1-1: Standaard-symbool van een operationele versterker met twee ingangen, een uitgang, twee voedings-aansluitingen en twee ingangen voor offset-compensatie.

Het algemene symbool voor operationele versterkers is getekend in figuur 10/1-1. Het driehoekje symboliseert de versterker, de twee ingangen corresponderen met respectievelijk de inverterende (–) en de niet inverterende (+) ingang van de differentiële ingangstrap.
De letter A in de driehoek stelt in de meeste gevallen de open lus spanningsversterking voor.
De uitgangsspanning van een niet teruggekoppelde operationele versterker wordt gegeven door:

$U_{uit} = A \,.\, (U_+ - U_-)$

Een operationele versterker berekent dus het spanningsverschil tussen het signaal op de positieve ingang ten opzichte van de massa en het signaal op de negatieve ingang ten opzichte van de massa en vermenigvuldigt dit spanningsverschil ΔU met de open lus versterking van de schakeling.
Naast de twee in- en de ene uitgangs-pennen beschikt een operationele versterker over twee voedingsaansluitingen $+U_b$ en $-U_b$. Hoewel men in praktische op-amp schakelingen meestal werkt met twee symmetrische voedingen kan men op-amp's ook asymmetrisch voeden, waarbij $-U_b$ met de massa wordt verbonden.
Behalve over de genoemde aansluitingen beschikken de meeste schakelingen over minstens twee ingangen voor het aansluiten van offset-compenserende netwerken en/of frequentie-compenserende onderdelen.

Op-amp contra ideale versterker

Een ideale differentiële versterker wordt gekarakteriseerd door de volgende eigenschappen:
- oneindig grote open lus versterking;
- oneindig hoge ingangsweerstanden;

- uitgangsweerstand gelijk aan 0 Ω ;
- oneindig grote bandbreedte;
- geen offset-verschijnselen;
- oneindig kleine respons-tijd (slew rate);
- ongevoelig voor symmetrische spanningsfluctuaties op de ingangen.

Het zal duidelijk zijn dat een praktische operationele versterker niet aan deze ideale eisen voldoet, niet alleen omdat er technologische beperkingen bestaan, maar ook omdat bepaalde eisen in theoretische tegenspraak zijn. Zo kan een versterker niet tezelfdertijd een oneindig hoge versterking en een oneindig hoge bandbreedte hebben!

In de volgende paragrafen zullen de verschillende eigenschappen afzonderlijk worden besproken.

Open lus spanningsversterking
De meeste types hebben een open lus spanningsversterking van minstens 10.000 (80 dB). Er zijn tegenwoordig zelfs op-amp's op de markt met een gegarandeerde open lus versterking van meer dan 120 dB (x 1.000.000!). Omdat zelfs een versterking van 80 dB veel te groot is voor de meeste schakelingen waarin operationele versterkers worden toegepast zal de open lus versterking vrijwel steeds door middel van tegenkoppelingen worden gereduceerd.

Ingangsweerstanden
De ingangsweerstand van een operationele versterker wordt steeds differentieel opgegeven, dus gemeten tussen beide ingangen in open lus conditie. De waarde van deze grootheid hangt af van de manier waarop de differentiële ingangstrap van het onderdeel is vorm gegeven. Als deze versterker met gewone transistoren is uitgevoerd (bipolaire op-amp's) zal de ingangsweerstand niet veel hoger zijn dan enkele MΩ. Operationele versterkers met een Darlington-schakeling in de ingang hebben een ingangsweerstand tussen de 10 en 30 MΩ en de moderne IC's met FET- of BIFET-ingang hebben een zo goed als oneindige ingangsweerstand: van 100 tot niet minder dan 1000 GΩ.
Hierbij moet worden opgemerkt dat deze gegevens gelden voor de 'kale' op-amp. Door gebruik te maken van terugkoppelings-technieken kan men ook op-amp's met gewone transistor-ingangen wat deze eigenschap betreft oppeppen tot GΩ's.

Uitgangsweerstand
De uitgangsweerstand van een operationele versterker in open lus ligt meestal tussen de 10 Ω en 1 kΩ.
Ook deze parameter kan echter door het aanbrengen van een terugkoppeling beïnvloed worden. Er zijn echter speciale op-amp's op de markt die grote uitgangsstromen kunnen leveren en waarvan de uitgangsweerstand in het gebied 0,1 - 1 Ω ligt.

Bandbreedte
In de praktijk zal de open lus versterking afnemen in functie van de frequentie om bij een welbepaalde frequentie gelijk te worden aan 1 (0 dB). De bandbreedte van een operationele versterker kan op verschillende manieren worden gespecificeerd.
- BW (bandwidth) geeft de frequentie waarbij de open lus versterking tot 0,707 (–3 dB) is gedaald ten opzichte van de versterking bij een bepaalde referentie-frequentie (meestal 1 kHz).
- GBP (gain-bandwith product) geeft het product van de open lus versterking en de bandbreedte.
- f_t (unity-gain frequency) geeft de frequentie waarbij de open lus versterking tot 1 (0 dB) is gedaald.

De meeste fabrikanten geven de GBP-waarde voor hun producten. In het algemeen kan men uit deze grootheid de waarde van de –3 dB frequentie berekenen door het toepassen van de formule:

$$f_{-3\,dB} = \frac{GBP}{\text{open lus versterking}}$$

Men zal vaststellen dat het resultaat verrassend laag is, de bandbreedte van een reële op-amp schakeling wordt dan ook voornamelijk bepaald door de terugkoppeling.

Praktische waarden van de GBP-factor lopen uiteen van 75 kHz tot meer dan 75 MHz.

Offset-verschijnselen
uit de principiële overdracht-functie van een op-amp
$U_{uit} = A \cdot (U_+ - U_-)$
kan men afleiden dat als men beide ingangen op dezelfde spanning aansluit de uitgangsspanning gelijk moet zijn aan nul.
In de praktijk zal dat echter niet het geval zijn en zal men een klein spanningsverschil tussen beide ingangen moeten introduceren om de uitgang op nul te krijgen.
Deze kleine spanning noemt men de 'offset' van de schakeling. Deze ingangs-offsetspanning ligt in het gebied tussen enige tienden van een millivolt en enige tientallen mV.
Voor het versterken van zeer kleine gelijkspanningen worden speciale op-amp's vervaardigd, de zogenaamde instrumentatieversterkers of chopper-gestabiliseerde schakelingen. Deze worden gekenmerkt door een extreem lage offset-spanning: enige tientallen µV.

In de praktijk zal het vaak noodzakelijk blijken de offset-spanning te compenseren. De offset-spanning kan worden beschouwd als een kleine gelijkspanning die in serie met het te versterken signaal tussen beide ingangen wordt aangesloten en ook de offset-spanning zal door de schakeling versterkt worden. Een offset van 1 mV leidt bij een schakeling met een gesloten lus versterking van 1000 tot een afwijking van 1 V op de uitgang!
Vandaar dat de meeste praktische operationele versterkers zijn voorzien van twee offset-aansluitingen, waartussen men een potentiometer kan aansluiten en waarvan de loper naar de negatieve voedingsspanning gaat. Door het verdraaien van de loper kan men de onbalans in de differentiële ingangsversterker, die de oorzaak is van de offset, compenseren. Soms moet men echter de offset compenseren door extern bij het ingangssignaal een kleine instelspanning op te stellen of af te trekken.

Omdat de ingangsweerstand van een op-amp niet oneindig groot is zullen de ingangen stroom vragen van de voorafgaande schakeling. De ingangsstroom wordt gedefinieerd als de gemiddelde waarde van de twee stromen die in de twee ingangen vloeien als de uitgangsspanning gelijk is aan nul.
Deze ingangstroom varieert van 100 pA (BI-MOS op-amp's) tot meer dan 100 µA (transistor-ingangen).
Door de onbalans in de ingangs-schakelingen ontstaat er een verschil tussen de stromen die in de positieve en de negatieve ingangskringen vloeien.
Het verschil tussen beide stromen met uitgangsspanning gelijk aan nul noemt men de ingangs-offset-stroom. Als vuistregel kan men aannemen dat de offset-stroom ongeveer gelijk is aan 1/5 á 1/10 van de ingangsstroom.

Respons-tijd
In het ideale geval moet de uitgang van een op-amp zonder vertraging reageren op plotselinge spannings-variaties op de ingangen. Omdat er in een praktische schakeling een groot aantal paracitaire capaciteiten aanwezig zijn, die een bepaalde op- en ontlaadtijd nodig hebben, zal de ideale situatie niet haalbaar zijn.
De reactie-tijd van een operationele versterker wordt gedefinieerd door de slew-rate. Deze factor wordt uitgedrukt in een aantal V/µs en geeft aan hoe snel de spanning op de uitgang kan variëren. Bij goedkope operationele versterkers ligt de slew-rate tussen de 0,02 en de 25 V/µs. De waarde van deze grootheid is echter ook afhankelijk van de externe schakeling rond de op-amp en om enige eenheid te brengen in de specificaties wordt de slew-rate opgegeven bij een op-amp geschakeld als spanningsvolger, dus

als niet inverterende versterker met een spanningsversterker van +1.

Voor speciale toepassingen worden er zogenaamde 'high slew rate' operationele versterkers gefabriceerd, waarbij de $\Delta V / \Delta t$-factor tussen de 3 en 100 V/μs ligt.

Ongevoeligheid voor symmetrische spanningsvariaties op de ingangen
In principe zou de uitgang van een op-amp alleen mogen reageren op spanningsverschillen tussen de beide ingangen. In de praktijk zal een op-amp echter ook een uitgangssignaal afleveren als de spanningen op beide ingangen in dezelfde mate variëren.
De mate waarin een schakeling last heeft van dit verschijnsel wordt gedefinieerd door de zogenaamde 'common mode rejection ratio', afgekort tot CMRR. Deze factor geeft de verhouding tussen de veranderingen in de common mode spanning dV_{icm} en de corrigerende ingangsspannings-variatie die noodzakelijk is om de uitgangsspanning weer gelijk te maken aan nul dV_{io}.

De CMRR wordt steeds uitgedrukt in dB volgens de formule:

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{dV_{icm}}{dV_{10}}$$

De CMRR-factor wordt opgegeven voor gelijkspanningen of voor zeer lage wisselspanningen. De meeste schakelingen hebben een CMRR van meer dan 80 dB, waarden tot 120 dB zijn tegenwoordig geen uitzondering.

Gevoeligheid voor voedingsspanningsvariaties
De theoretische op-amp werkt volledig onafhankelijk van de waarde en de conditie van de voedingsspanning(en). In de praktijk zal men echter vaststellen dat alle schakelingen in min of meerdere mate beïnvloed worden door fluctuaties op de voeding(en). De mate waarin een schakeling reageert op veranderingen op de voedingsspanning wordt aangegeven door de 'power supply rejection ratio', afgekort tot PSRR. Deze factor wordt gedefinieerd als de in dB uitgedrukte verhouding tussen de verandering in de voedingsspanning dV_b en de daaruit volgende variatie in de offsetspanning dV_{io}. In formule-vorm:

$$PSRR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{dV_b}{dV_{10}}$$

Soorten operationele versterkers
Omdat de operationele versterker het meest universele schakelelement van de analoge elektronica is, zijn er in de loop der jaren diverse uitvoeringen ontworpen voor specifieke toepassingen.
Het grote aanbod aan schakelingen die alle onder de noemer 'operationele versterker' ondergebracht kunnen worden is in dit boek ingedeeld in tien grote groepen.

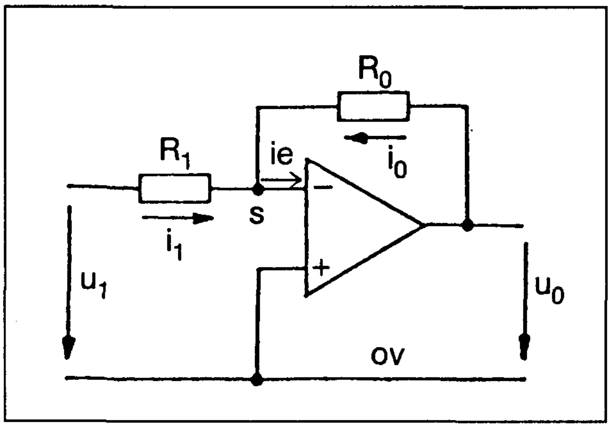
- bipolaire operationele versterkers:
  schakelingen met normale transistoren in de ingangstrap, al dan niet in Darlington configuratie.
- operationele versterkers met FET-ingang:
  ingangs-verschilversterker opgebouwd met FET's of MOS-transistoren, gekenmerkt door zeer hoge ingangs-weerstand en zeer lage ingangs-stromen.
- chopper-versterkers en instrumentatie-versterkers:
  schakelingen met extreem lage drift-eigenschappen en offset-karakteristieken, ontworpen voor het versterken van zeer lage gelijkspanningen (thermo-koppels!).
- spanningsvolgers en analoge buffers:
  operationele versterkers waarbij de inverterende ingang intern is verbonden met de uitgang, zodat een niet inverterende versterker met spanningsversterking van exact 1,000 ontstaat. In deze paragraaf worden ook de speciale buffers behandeld, die volgens afwijkende technologieën zijn gefabriceerd maar ook gekarakteriseerd worden door hoge ingangsimpedanties en extreem hoge slew-rates.

- operational transconductance amplifiers: speciale operationele versterkers (OTA's), die een uitgangsstroom leveren waarvan de waarde wordt bepaald door het spanningsverschil tussen beide ingangen en de grootte van een extern aan te brengen stuurstroom.
- Norton-versterkers: speciale operationele versterkers, ontwikkeld voor schakelingen die uit een lage enkelvoudige voeding gevoed moeten worden, maar die niet als rechtstreeks equivalent van de standaard op-amp opgevat kunnen worden.
- programmeerbare operationele versterkers: schakelingen waarbij de versterkingsfactor extern kan worden ingesteld door het aanleggen van een bepaalde binaire code of spanning.
- operationele verstekers voor hoge uitgangsspanningen en/of -stromen: schakelingen die speciaal ontworpen zijn voor het besturen van motoren of eindversterkers, maar die wel volgens de standaard op-amp schakelingen zijn ontworpen. Speciale IC's voor audio-eindversterkers worden in hoofdstuk 14 behandeld.
- operationele versterkers met hoge slewrate: speciale schakelingen met een grote △V/△t-verhouding op de uitgang.
- operationele versterkers met balans-uitgangen: schakelingen die twee in plaats van een uitgang hebben en waarbij de uitgangsspanning onder de vorm van een verschilspanning tussen beide uitgangen kan worden afgenomen.

Algemene voorbeeld-schakelingen

De inverterende versterker

De open lus versterking van een operationele versterker is voor de meeste praktische toepassingen veel te groot en bovendien te sterk aan spreiding onderhevig. Door middel van een terugkoppeling van de uitgang naar de inverterende ingang volgens het schema van figuur 10/1-2 kan men de versterking op een alleen maar door de beide weerstanden bepaalde waarde instellen.



Figuur 10/1-2: De inverterende versterker.

De werking kan met de bekende wetten van Ohm en Kirchoff volledig wiskundig beschreven worden.
Voor het punt S geldt:
$i_1 + i_0 - i_e = 0$
De drie stromen in deze vergelijking kunnen met de wet van Ohm worden geschreven als:

$$i_1 = \frac{u_1 - u_e}{R_1}$$

$$i_0 = \frac{u_0 - u_e}{R_0}$$

$$i_e = \frac{u_e}{R_e}$$

R_e stelt de ingangsweerstand van de versterker voor.
De uitgangsspanning kan geschreven worden in functie van de ingangsspanning als:
$u_0 = A \cdot u_e$
De waarde van de open lus versterking A is zeer groot en men mag stellen dat $A = \infty$.
Uit de vorige formule volgt:

$$u_e = \frac{u_0}{A}$$

Als men $A = \infty$ aanneemt kan men stellen dat $u_e = 0$. Het gevolg is dat ook $i_e = 0$.
Men kan deze grootheden dus wegstrepen in de formules, waardoor de wet van Kirchoff zich vereenvoudigt tot:

$$\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_0}{R_0} = 0$$

of

$$u_0 = -u_1 \cdot \frac{R_0}{R_2}$$

De uitgangspanning is dus afhankelijk van de grootte van de ingangsspanning en van de verhouding van de twee weerstanden in de terugkoppeling. Zou men deze twee weerstanden even groot maken, dan wordt de vergelijking gereduceerd tot:
$u_0 = -u_1$

De uitgangsspanning is dan even groot als de ingangsspanning, maar heeft de andere polariteit. Vandaar dat men deze schakeling een inverterende versterker noemt. Een positieve spanning aan de ingang wordt omgezet in een al dan niet versterkte negatieve spanning op de uitgang.
Dit verhaal gaat natuurlijk alleen op als men de operationele versterker met twee symmetrische spanningen voedt.

De niet-inverterende versterker

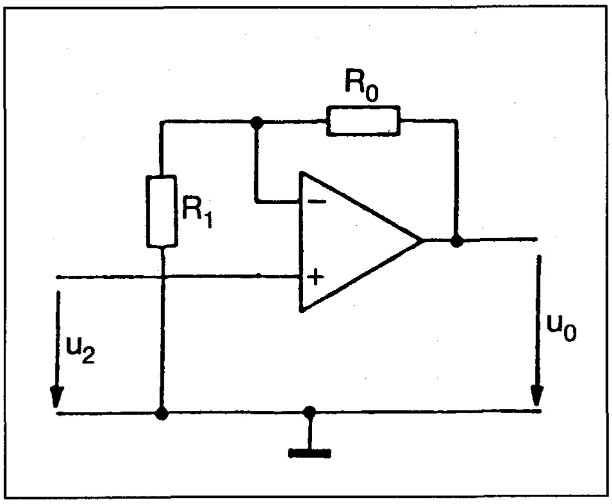
De niet-inverterende versterker is getekend in figuur 10/1-3.
Ook nu kan men voor het sommeer-punt schrijven:

$$\frac{u_2}{R_1} = \frac{u_0 - u_2}{R_0}$$

waaruit de waarde van de uitgangsspanning volgt:

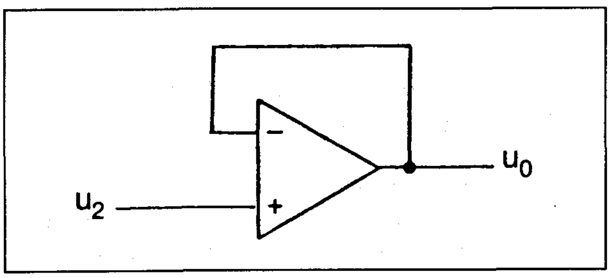
$$u_0 = u_2 \cdot \frac{R_0 + R_1}{R_1}$$

Deze uitdrukking geeft de algemene formule voor een operationele versterker waarbij het terugkoppeld netwerk is geschakeld tussen de uitgang en de inverterende ingang en waarbij de ingangsspanning aan de positieve ingang wordt aangeboden.



Figuur 10/1-3: De niet-inverterende versterker.

Het belangrijkste voordeel van deze schakeling is dat de ingangsimpedantie die het ingangssignaal ziet zeer groot is: men kan rustig stellen dat de ingang niet belast wordt.
Als men de waarde van R_0 gelijk stelt aan nul, dus de uitgang volgens het schema van figuur 10/1-4 rechtstreeks doorverindt met de inverterende ingang, dan wordt de formule herleid tot: $u_0 = u_2$.
De spanningsversterking is dan precies gelijk aan de eenheid. De ingangsimpedantie van deze zogenaamde spannings-buffer is zeer hoog (de ingangsweerstand van de op-amp zelf vermenigvuldigd met de open lus versterking) en de uitgangsweerstand zeer laag. Men kan deze schakeling dus daar gebruiken waar een hoogohmig punt moet worden aangeslo-

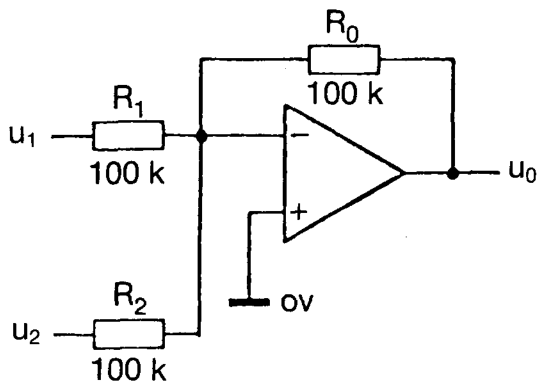


Figuur 10/1-4: Een operationele versterker als spanningsbuffer geschakeld.

ten op een laagohmig punt, zoals bijvoorbeeld in de ingangskring van meetapparatuur.

De sommeer-versterker

Men kan het basis-schema van de inverterende versterker uitbreiden door op het sommeer-punt verschillende weerstanden aan te sluiten, die met verschillende ingangsspanningen verbonden worden. Figuur 10/1-5 geeft als voorbeeld een sommeer-versterker met twee ingangen.



Figuur 10/1-5: Inverterende meng-versterker met meng-punt op virtueel massa-potentiaal.

Uit de wet van Kirchoff volgt dat:

$$\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_0}{R_0} u_1 = 0$$

Als met $R_1 = R_2 = R_0$ kiest vereenvoudigt de vergelijking zich tot:
$u_0 = -(u_1 + u_2)$

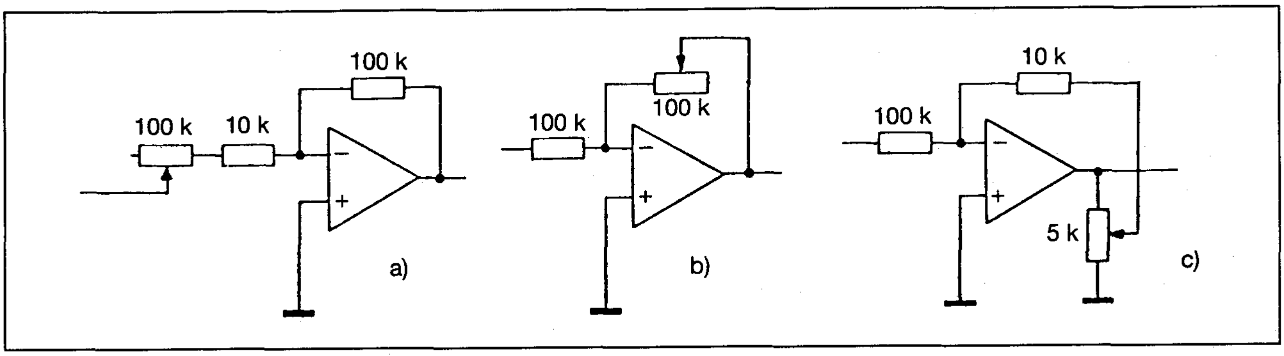
De uitgangsspanning is dus gelijk aan de geïnverteerde waarde van de som van de ingangsspanningen. Het aantal te sommeren ingangsspanningen is in principe onbeperkt. Wel moet men er steeds voor zorgen dat de som van alle ingangsspanningen, vermenigvuldigd met de door de weerstanden ingestelde versterkings-factor, niet tot oversturing van de versterker leidt.
Uit de algemene formule volgt dat men aan iedere ingang een eigen versterkings-factor kan toekennen door de verhouding
$\frac{R_0}{R_n}$
waarbij R_n de serie-weerstand is van de n-de ingang, aan de gewenste versterkingsfactor aan te passen.
Een tweede voordeel van deze techniek is dat de inverterende ingang van de versterker op aard-potentiaal staat. Het mengen gebeurt alleen maar door de stroomverdeling in het sommeer-punt. Men noemt deze schakeling dan ook een mengversterker met virtueel massa-punt.
De ingangssignalen kunnen natuurlijk ook wisselspanningen zijn. De uitgangsspanning zal dan op ieder moment gelijk zijn aan de (geïnverteerde en versterkte) som van de momentele groottes van alle ingangsspanningen.
De nauwkeurigheid van het meng-proces is alleen afhankelijk van de nauwkeurigheid van de weerstanden. Gebruikt men weerstanden met een tolerantie van 1%, dan zal de uitgangsspanning binnen 1% gelijk zijn aan de berekende waarde.

Versterker met instelbare versterking

Vaak zal het noodzakelijk zijn versterkers te ontwerpen met regelbare versterkings-factor. Men kan dan een van de schakelingen van figuur 10/1-6 toepassen. Met de schakeling van figuur 2 kan men de versterking van de trap tussen 0,9 en 10 regelen. Nadeel van deze schakeling is dat de ingangsweerstand afhankelijk is van de versterkings-factor. De schakeling volgens figuur b heeft een instelbereik van 0 tot 1, met constante ingangsweerstand. Het meest universele is de schakeling van figuur c. Met de aangegeven weerstandswaarden kan men de versterking van de trap regelen tussen 0,1 en ∞.

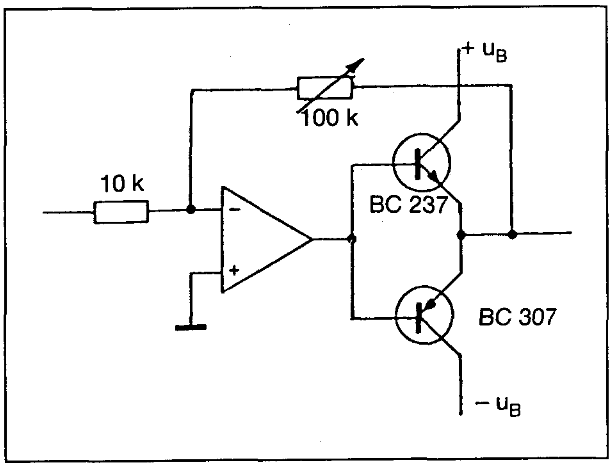
Het verhogen van de uitgangsstroom

De meeste operationele versterkers zijn in staat een uitgangsstroom van ongeveer 5 mA aan de belasting te leveren of van de belasting op te nemen. Vaak is dit te weinig en dan kan men gebruik maken van de scha-



Figuur 10/1-6: Het regelbaar maken van de versterkingsfactor van een inverterende versterker.

keling van figuur 10/1-7. Door de uitgang van de operationele versterker af te sluiten met een uit twee complementaire transistoren opgebouwde buffer kan men de stroomcapaciteit opvoeren tot ongeveer 100 mA.



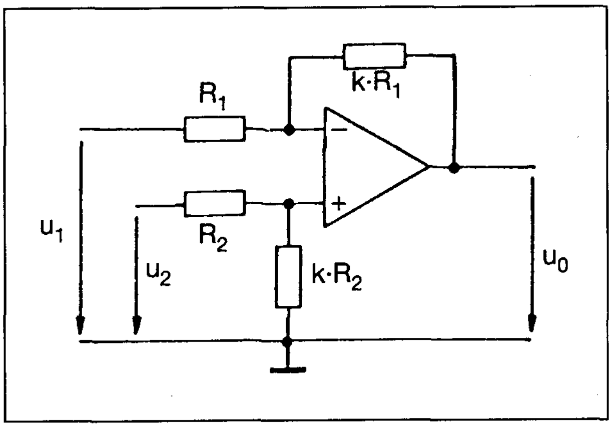
Figuur 10/1-7: Complementaire uitgangs-trap voor het verhogen van de stroom-capaciteit.

De transistoren zijn als emittervolger geschakeld en verbruiken bijgevolg zeer lage basisstromen. De niet-lineariteiten in de transistorkarakteristieken (overname-vervorming!) worden door de grote open lus versterking van de operationele versterking gecompenseerd. Wil men echter de vervorming van de schakeling minimaliseren, dan is het toch wel nodig een bepaalde instelstroom voor de basissen aan te brengen.

Verschilversterker

Vaak moet men de spanning tussen twee 'hete' punten van een schakeling meten, zodat het onmogelijk is de massa als nul-referentie te gebruiken. Denk bijvoorbeeld aan het meten van een stroom door de spanningsval over een stroom-sensor weerstand te meten of het meten van de balans van een brug-schakeling.

Voor dit soort toepassingen kan men gebruik maken van de verschilversterker van figuur 10/1-8.



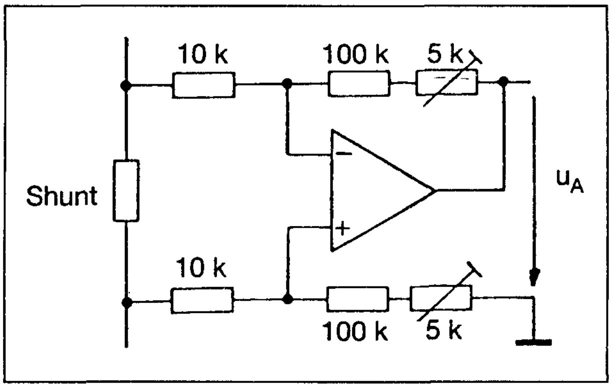
Figuur 10/1-8: Verschil-versterker.

Men kan berekenen dat de uitgansspanning gelijk is aan:

$u_0 = k \cdot (u_2 - u_1)$

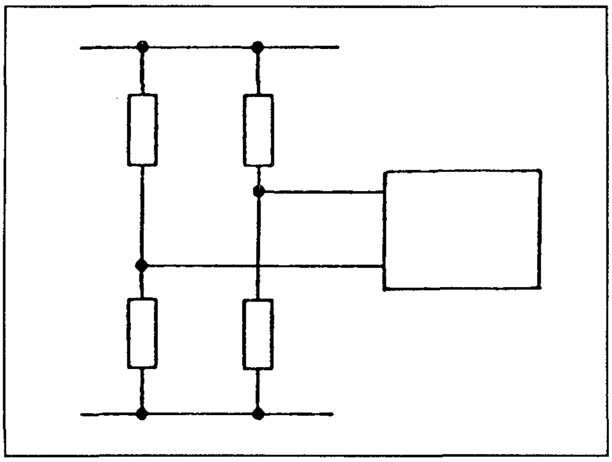
De nauwkeurigheid van de schakeling is volledig afhankelijk van de tolerantie van de weerstanden. De schakeling kan afgeregeld worden door de twee ingangen met eenzelfde spanning te verbinden en bijvoorbeeld de k-weerstanden af te regelen tot de uitgangsspanning precies gelijk is aan nul.

Figuur 10/1-9 geeft een voorbeeld van het gebruik van een verschilversterker bij het meten van de spanningsval over een shuntweerstand R_{sh}. De spanning over dit onderdeel moet tien maal versterkt worden. De terugkoppelingsweerstanden zijn zijn samengesteld uit een vaste weerstand en een instelpotentiometer. De versterkte uitgangsspanning staat ter beschikking tussen de uitgang van de operationele versterker en de massa en kan dus op de normale manier verder verwerkt (bijvoorbeeld gemeten) worden.



Figuur 10/1-9: Het gebruik van een verschil-versterker voor het meten van de spanningsval over een weerstand.

Een tweede voorbeeld van het gebruik van een verschil- of differentiële versterker geeft figuur 10/1-10.



Figuur 10/1-10: Meten van een brug-spanning met een verschil-versterker.

De versterker moet de spanning tussen twee diagonale punten van een weerstandsbrug versterken. Dit soort schakeling kan van pas komen als men bijvoorbeeld een temperatuur-meter wil bouwen met een temperatuurs-afhankelijke weerstand in een brugschakeling als sensor.

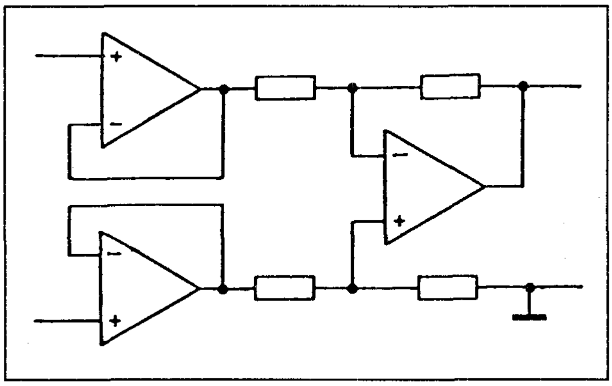
Instrumentatie-versterker

De verschilversterker volgens figuur 10/1-8 heeft een tamelijk lage ingangsweerstand, die wordt bepaald door de waarde van de weerstanden R_1 en R_2. In de meeste gevallen mag de versterker de schakeling waarin wordt gemeten echter zo min mogelijk belasten (brug-metingen!).

Vandaar dat de eigenlijke verschilversterker wordt voorafgegaan door twee buffers volgens het schema van figuur 10/1-11.

De twee ingangen van de schakeling worden verbonden met twee operationele versterkers, geschakeld als spanningsvolger (niet-inverterende versterker met een spanningsversterking van 1).

Deze combinatie noemt men instrumentatie-versterker en wordt als volledig geïntegreerd geheel aangeboden.



Figuur 10/1-11: Een instrumentatie-versterker is samengesteld uit twee spannings-buffers en een verschil-versterker.

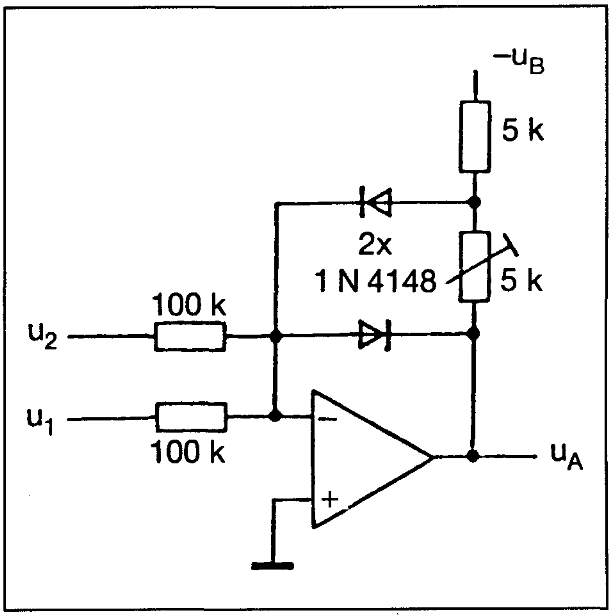
Schmitt-trigger en comparator

Een Schmitt-trigger wordt gebruikt voor het omzetten van een analoog ingangssignaal in een mooie digitale puls met kleine stijg- en daaltijden. Een Schmitt-trigger wordt door

twee parameters gedefinieerd:
- de bovenste drempel, een spanning aan de ingang waarbij de uitgang van het ene naar het andere niveau omklapt;
- de hysteresisch, het spanningsverschil tussen de bovenste en de onderste drempel, de spanning waarbij de uitgang weer terug gaat naar de uitgangs-toestand.

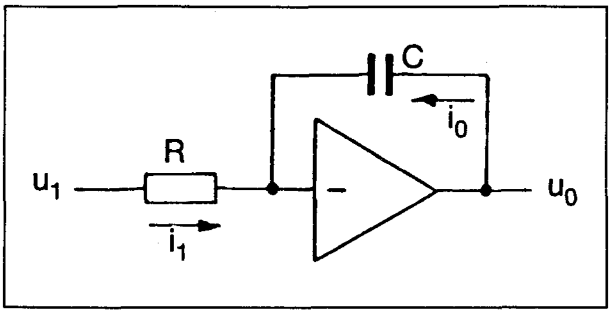
Een operationele versterker is, vanwege zijn zeer grote open lus versterking, een ideale schakeling voor het samenstellen van Schmitt-triggers en comparatoren. Zelfs een spanningsverschil van enige mV tussen de twee ingangen zal zo sterk versterkt worden dat de uitgangsspanning vastloopt tegen een van de voedingsspanningen. De hysteresisch is zo goed als nul.
De meest eenvoudige comparator bestaat een een 'open' operationele versterker zonder extra schakelingen. Legt men een van de ingangen rechtstreeks aan de massa en voert men op de tweede ingang een symmetrische wisselspanning toe, dan zal de uitgang tussen de twee waarden van de voedingsspanning heen en weer schakelen als het signaal enige mV positief of enige mV negatief wordt.

Digitale schakelingen hebben echter geen boodschap aan blokgolven die tussen +15V en −15V schakelen. In de meeste gevallen moet het uitgangssignaal van de comparator TTL-compatible zijn, dus in de ene toes'tand 0 zijn en in de andere minstens +2,4 V. Een comparator met TTL-uitgangsniveau is getekend in figuur 10/1-12.
Als op een van de ingangen u_1 of u_2 een positieve spanning wordt aangelegd zal de uitgang van de operationele versterker negatief willen worden. De onderste diode gaat geleiden en verbindt de uitgang rechtstreeks met de inverterende ingang. Deze staat op virtuele massa, de uitgang wordt begrensd op −0,65 V, de geleidingsspanning van de diode.
Bij het aanleggen van een negatieve spanning op de ingangen wordt de uitgang van de opamp positief. De bovenste diode gaat geleiden, er ontstaat tussen de uitgang en de ingang een spanningsdeler samengesteld uit de geleidende diode en de potentiometer. Men kan dit onderdeel nu zo afregelen, dat de uitgang precies gelijk is aan +5 V.
Een negatieve ingang levert een 'H' aan de uitgang, een positieve ingangsspanning een 'L'. De schakeling werkt dus als inverterende comparator.
De schakeling heeft twee ingangen, men kan dus onderzoeken of de som van beide signalen kleiner of groter is dan nul. Het is mogelijk een van de ingangen op een constante referentiespanning aan te sluiten. De schakeling onderzoek dan of de andere ingang op een spanning staat die groter of kleiner is dan deze referentie.



Figuur 10/1-12: Een comparator met twee ingangen en TTL-uitgangssignalen.

De integrator
Een van de belangrijkste toepassingen van een operationele versterker is de integrator. De basis-schakeling is getekend in figuur 10/1-13. De schakeling bestaat in feite uit de basisschakeling van de inverterende versterker, waarbij de terugkoppelweerstand tussen uitgang en inverterende ingang is vervangen door een condensator.



Figuur 10/1-13: Basis-schakeling van de integrator.

Men kan ook nu de wet van Kirchoff toepassen op het sommeer-punt:
$i_1 + i_0 = 0$
De te verwaarlozen ingangsstroom die naar de operationele versterker vloeit is weggelaten.
Vervangt men volgens de wet van Ohm de stromen door de verhouding van spanning tot weerstand, dan ontstaat:

$$\frac{u_1}{R} + C \cdot \frac{du_0}{dt} = 0$$

of, omgerekend:

$$\frac{du_0}{dt} = -\frac{u_1}{RC}$$

Na integratie:

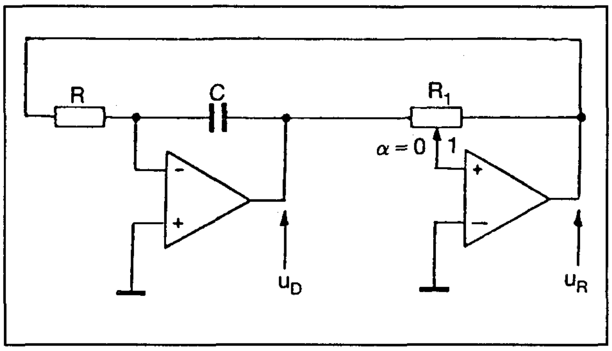
$$u_0 = \frac{1}{RC} u_1 \, dt + u_a$$

Uit deze vergelijking volgt dat de uitgangsspanning gelijk is aan de integraal van de ingangsspanning.

Men kan dus operationele versterkers, geschakeld als integrator, gebruiken voor het oplossen van differentiaal-vergelijkingen. Dit klinkt tamelijk ingewikkeld en dat is het voor de niet wiskundig geschoolde leek in feite ook. Het enige dat van belang is de wetenschap dat operationele versterkers in zogenaamde analoge computers worden gebruikt voor het elektronisch simuleren van fysische processen door de differentiaal-vergelijkingen waarmee men deze processen kan beschrijven om te zetten naar een netwerk van integratie- en sommeer-versterkers.

De integrator wordt ook in de 'normale' elektronica vaak gebruikt en vormt in feite het hart van iedere functie-generator.

Functie-generator
Een functie-generator is een schakeling die diverse spanningsvormen, zoals sinus, driehoek, zaagtand en blok kan genereren. Het hart van iedere functie-generator is een schakeling met twee operationele versterkers, die driehoeken en vierkanten opwekt. Het basisschema van deze eenvoudige functie-generator is getekend in figuur 10/1-14.

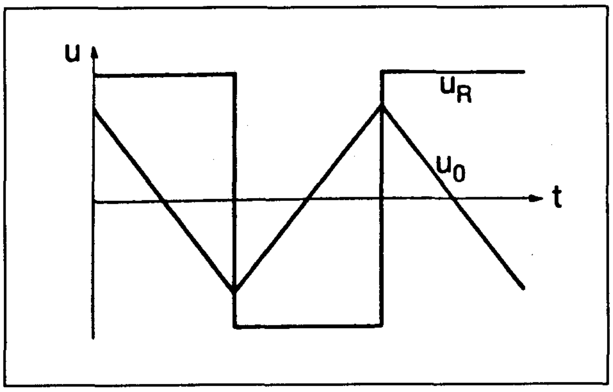


Figuur 10/1-14: Functie-generator.

Als men een constante gelijkspanning aan de ingang van een integrator legt zal de uitgangsspanning lineair stijgen of dalen, afhankelijk van de polariteit van de ingangsspanning. Een symmetrische blok bestaat in feite uit niets anders dan een syclische opeenvolging van positieve en negatieve gelijkspanningen. Als men zo'n spanning integreert moet er dus een driehoek ontstaan. De schakeling bestaat uit de serie-schakeling van een integrator en een comparator, waarbij de uitgangsspanning van de comparator wordt aangesloten op de ingang van de integrator.

Stel dat de uitgangsspanning van de comparator positief is. Deze positieve spanning wordt geïntegreerd en als gevolg van de inverterende werking van de integrator zal de uitgangsspanning U_D lineair gaan dalen. Op een bepaald moment wordt deze spanning zo laag dat de comparator omklapt. De uitgangsspanning U_R wordt negatief, deze spanning wordt

geïntegreerd, de uitgang van de integrator U_D gaat weer stijgen. Op de uitgang van de integrator ontstaat een symmetrische driehoek U_D, op de uitgang van de comparator een symmetrische blok U_R. Het verband tussen beide spanningen is getekend in figuur 10/1-15.



Figuur 10/1-15: Verband tussen driehoek en vierkant bij de functie-generator.

De frequentie van deze signalen wordt bepaald door de waarde van de elementen R en C in de integrator. Zij bepalen immers de snelheid waarmee de spanning U_D daalt of stijgt.
Het product R . C heeft de dimensie seconde en men noemt dit product dan ook de tijd-constante van de schakeling.
Deze tijd-constante geeft de tijd aan die de uitgang van de integrator nodig heeft om gelijk te worden aan de ingangsspanning.
De frequentie van de uitgangssignalen wordt gegeven door:

$$f = \frac{1}{4 . \tau}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)$$

waarin:

$\tau = R . C$

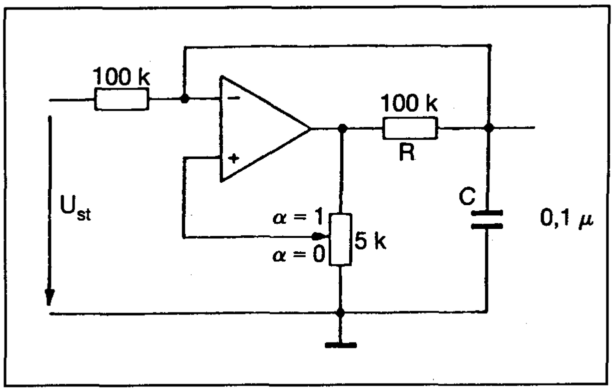
en

α = de deelverhouding van de potentiometer R_1, een factor tussen 0 en 1.

Astabiele multivibrator
De schakeling van figuur 10/1-16 vormt een zeer eenvoudige rechthoek-generator met instelbare duty-sycle (= de verhouding tussen uitgang 'H' en uitgang 'L').

Als geen externe stuur-spanning U_{st} wordt aangelegd zal de schakeling vrijlopend gaan oscilleren met een frequentie die wordt gegeven door:

$$f = \frac{1}{4 \alpha RC}$$



Figuur 10/1-16: Schakeling van het astabiele multivibrator.

Door het aanleggen van een stuur-spanning U_{st} kan men de duty-sycle en de frequentie van de schakeling beïnvloeden.
In principe kan men deze schakeling gebruiken als eenvoudige pulsbreedte-modulator.

Sinus-generator
Met drie reeds behandelde basis-schakelingen die in serie worden geschakeld en waarvan de uitgang van de laatste schakeling de ingang van de eerste vormt is het mogelijk een zeer stabiele en uiterst vervormings-arme sinusgenerator te ontwerpen. Deze kan in het laboratorium worden toegepast als referentiegenerator voor vervormings-metingen.
De schakeling is getekend in figuur 10/1-17 en bestaat uit een inverterende versterker en twee integratoren. De werking berust op enige eenvoudige wiskundige vergelijkingen:

$$\int \sin x = -\cos x$$

$$\int -\cos x = -\sin x$$

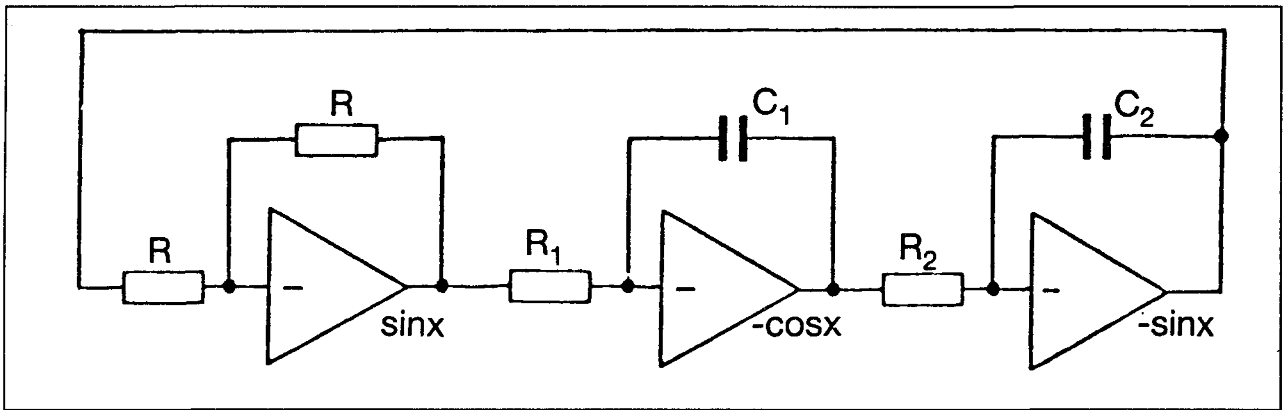
$$-\left(-\sin x\right) = \sin x$$

Deze schakeling is een uitstekend voorbeeld

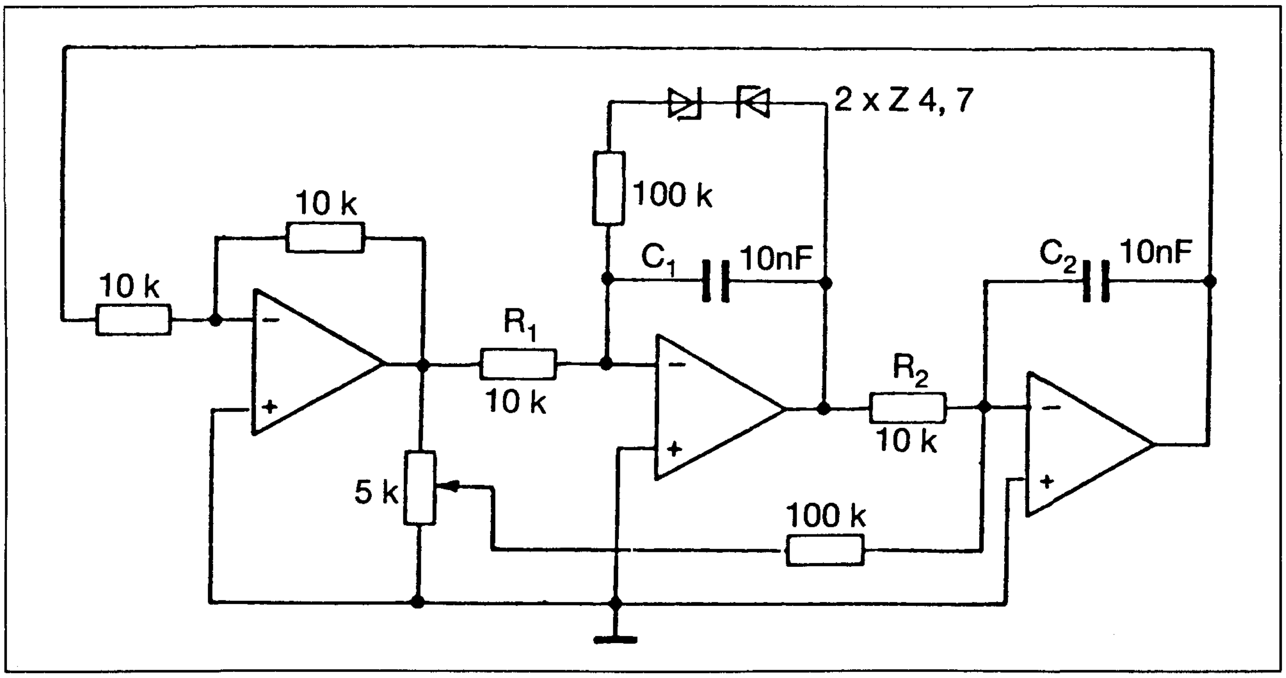
van hoe men wiskundige vergelijkingen rechtstreeks door middel van operationele versterkers kan omzetten in een schakeling. De twee integratie-functies worden uitgevoerd door de twee integratoren, de invertiefunctie door een inverterende versterker.

Helaas zal de schakeling van figuur 10/1-17 in de praktijk niet werken. Dit wordt veroorzaakt door de tolerantie op de onderdelen. Twee situaties kunnen zich voordoen:

- de inverter heeft vanwege de weerstandstoleraties een versterking die iets groter is dan −1, de rondgaande versterking is dan te groot en het uitgangssignaal zal langzaam maar zeker groter worden tot de operationele versterkers vastlopen tegen de voedingsspanningen;
- de inverter heeft vanwege dezelfde tolerantie-problemen een versterking die iets kleiner is dan −1, de rondgaande versterking is dan te klein en de oscillaties sterven uit.



Figuur 10/1-17: Principe-schakeling van een sinus/cosinus-generator.



Figuur 10/1-18: Praktisch schema van een sinus/coinus-generator met begrenzings-schakeling.

Men kan deze problemen oplossen door de basis-schakeling uit te breiden tot het schema van figuur 10/1-18.
Om er zeker van te zijn dat de schakeling na het aanzetten van de voedingsspanningen gaat oscilleren wordt een klein gedeelte van de uitgangsspanning van de inverterende versterker opgeteld bij de ingangsspanning van de tweede integrator.
Om er zeker van te zijn dat de schakeling niet zal vastlopen wordt er rond de tweede integrator een begrenzings-schakeling aangebracht. De uitgangsspanning van deze trap kan niet groter worden dan de som van de zenerspanning + de geleidingsspanning van de tweede diode.

De schakeling wordt afgeregeld door de loper van de potentiometer met de massa te verbinden. De schakeling kan nu niet oscilleren. De trimmer wordt nu langzaam verdraaid tot men via de scoop vaststelt dat de schakeling begint te oscilleren. Nadien zal men in de meeste gevallen de loper weer iets meer naar de massa moeten verplaatsen om de schakeling te stabiliseren.

De frequentie van de uitgangssignalen (men kan zowel een sinus als een cosinus aftakken) wordt gegeven door de vergelijking:

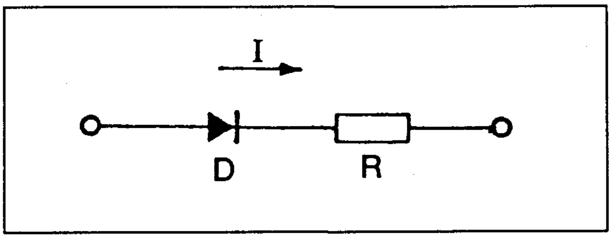
$$f = \frac{1}{2\pi\tau}$$

met

$$\tau = RC$$

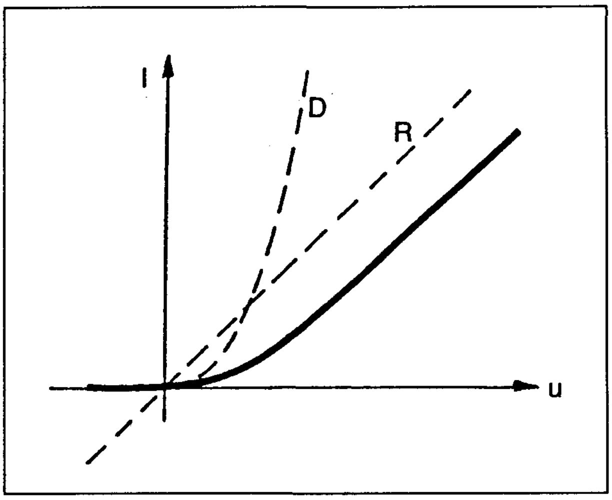
Nauwkeurige gelijkrichter
In de meettechniek wordt men vaak geconfronteerd met het probleem dat kleine wisselspannings-signalen nauwkeurig moeten worden omgezet in een gelijkspanning die recht evenredig is met de amplitude van de wisselspanning.

De meest fundamentele gelijkrichter is getekend in figuur 10/1-19. De diode D zal de stroom in slechts één richting doorlaten, deze



Figuur 10/1-19: Eenvoudige gelijkrichter.

stroom wekt over de weerstand R een gelijkspanning op die proportioneel stijgt met de amplitude van de wisselspanning. Door de niet ideale eigenschappen van de diode is deze schakeling in de praktijk echter volledig onbruikbaar.
Het verband tussen de in- en de uitgang is getekend in figuur 10/1-20. De gestippelde lijn R toont het lineaire verband tussen de stroom i en de spanning u over de weerstand. De gestippelde lijn D geeft de diode-karakteristiek. Uit deze curve volgt dat de weerstand van de diode niet constant is maar afhankelijk is van de spanning over het onderdeel. Voor kleine spanningen heeft het onderdeel een zeer grote weerstand (horizontaal verlopende lijn), naarmate de spanning stijgt zal de inwendige weerstand afnemen (gebogen deel van de lijn) om tenslotte constant te blijven (rechte onder een bepaalde hoek).



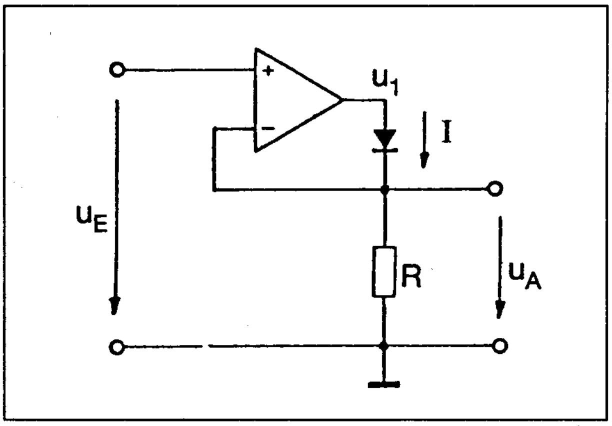
Figuur 10/1-20: Transfer-karakteristiek van eenvoudige gelijkrichter.

De transfer-karakteristiek van de serie-schakeling van diode en weerstand is door de volle

lijn gedefinieerd. Daaruit volgt dat de gelijkricht-karakteristiek voor kleine spanningen niet lineair is.

De nadelen van deze schakeling kunnen worden opgeheven door de diode op te nemen in de terugkoppeling van een operationele versterker, zoals getekend in figuur 10/1-21.
Voor positieve waarden van de ingangsspanning vormt de schakeling een spanningsvolger, de diode gaat immers geleiden en de zeer hoge open lus versterking van de op-amp zal er voor zorgen dat de niet-lineaire inwendige weerstand van de diode voor kleine signalen volledig gecompenseerd wordt. Men kan dus rustig stellen dat:

$u_a = u_e$ als $u_e > 0$.

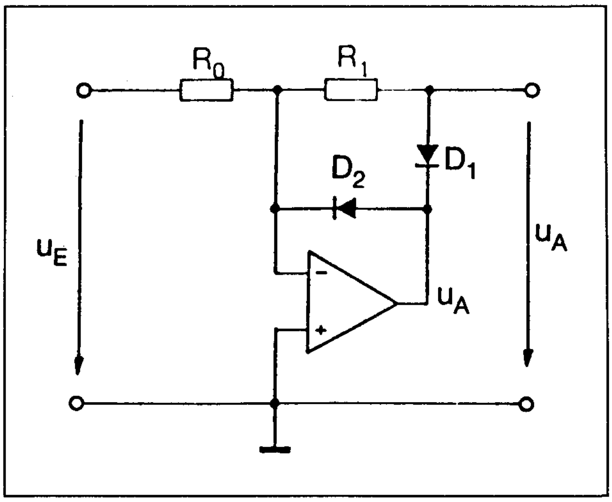


Figuur 10/1-21: Niet-inverterende precisie-gelijkrichter voor positieve alternanties.

Voor negatieve ingangsspanningen gaat de diode sperren. De terugkoppeling is onderbroken en de operationele versterker werkt in open-lus. De uitgangsspanning van de op-amp loopt vast tegen de negatieve voedingsspanning maar de sperrende diode zorgt ervoor dat dit signaal niet doordringt tot de uitgang u_a van de schakeling. De uitgangsspanning is bijgevolg gelijk aan nul.

De schakeling werkt niet-inverterend. Wil men om de een of andere reden een inverterende gelijkrichter, dan kan men gebruik maken van de schakeling van figuur 10/1-22. Bij een positief ingangssignaal vloeit er een stroom door de kring R_0, R_1, D_1 naar de uitgang van de versterker.
De diode D_2 spert, de katode staat immers op een positieve spanning ten opzichte van de anode. De schakeling gedraagt zich als een inverterende versterker, de niet-lineaire karakteristieken van de diode worden ook nu gecompenseerd door de hoge versterkingsfactor van de op-amp. De uitgangsspanning wordt gegeven door:

$$u_a = -\left(\frac{R_1}{R_0}\right) . u_e \text{ voor } u_e > 0.$$

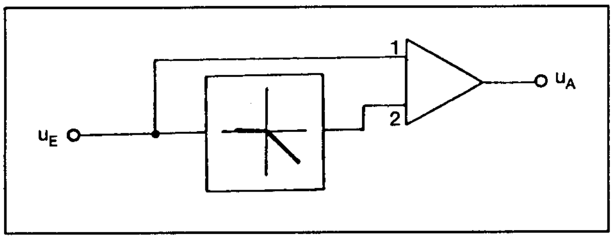


Figuur 10/1-22: Inverterende gelijkrichter voor negatieve alternanties.

Bij een negatieve spanning op de ingang zal D_1 sperren en D_2 geleiden. De uitgangsspanning is gelijk aan nul.

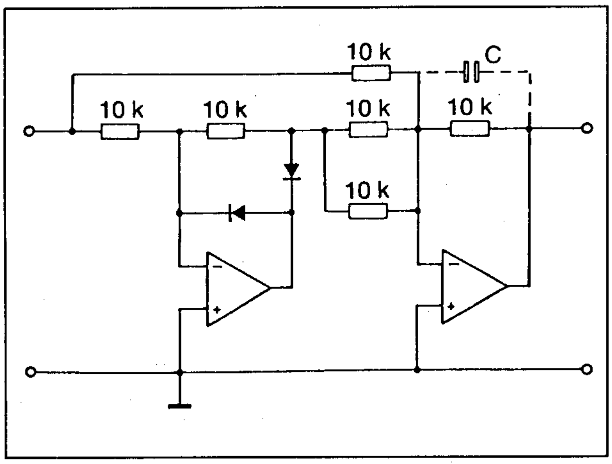
De tot nu toe behandelde gelijkrichters werken slechts gedurende de positieve of negatieve alternantie van de wisselspanning op de ingang. Het principiële schema van een schakeling die zowel reageert op de positieve als op de negatieve signaalhelft is getekend in figuur 10/1-23. Deze schakeling is opgebouwd uit een van de reeds besproken gelijkrichters, gevolgd door een inverterende sommeer-versterker. De twee ingangsweerstanden van deze menger verhouden zich als 1 tot 2. De enkel-alternantie gelijkrichter is voorgesteld door een blokje,

ingangssignalen is $u_A = -(u_E + 2 \cdot u_G)$ en omdat $u_G = -u_E$ volgt dat $u_A = u_E$.
De uitgangsspanning is in beide gevallen positief en gelijk aan de momentele waarde van de absolute grootte $|U_E|$.



Figuur 10/-1-23: Het principe van de dubbele alternantie gelijkrichter.

Een praktische schakeling wordt geopenbaard in figuur 10/1-24. De gestippeld ingetekende condensator kan worden toegevoegd voor het afvlakken van de gelijkgerichte spanning. In niet belaste toestand (bijvoorbeeld door het afsluiten met een spanningsvolger) levert de uitgang een spanning af die gelijk is aan de top-waarde van de wisselspanning aan de ingang. Voor zuiver sinusoidale signalen aan de ingang kan de schakeling op effectieve waarde worden afgeregeld door het afsluiten van de buffer met een instelbare spanningsdeler.



Figuur 10/1-24: Praktijk-schema van een gelijkrichter voor positieve en negatieve alternanties.

Frequentie-compensatie

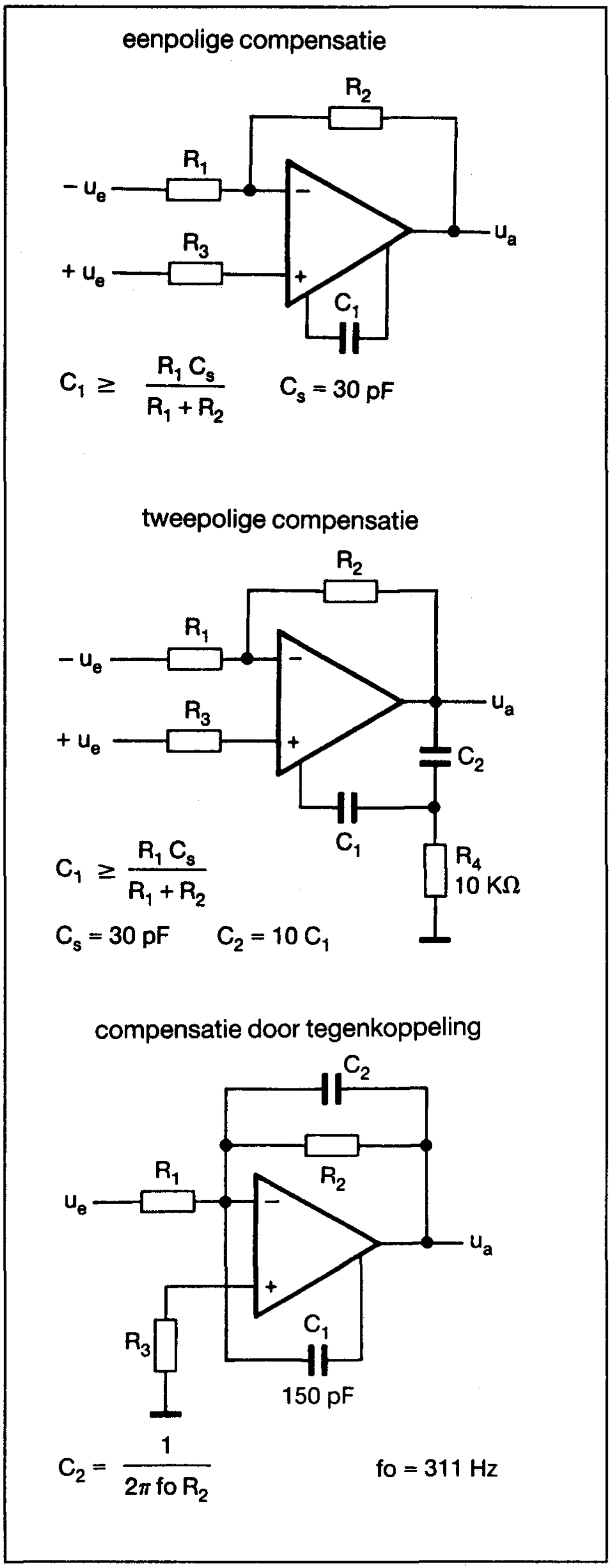
In principe behoort de frequentie-compensatie ook tot de standaard-schakelingen rond operationele versterkers. De frequentie-compensatie heeft tot opdracht de schakeling te stabiliseren tegen eigen oscillaties. In de meeste gevallen bestaat deze compensatie uit een kleine condensator, geschakeld tussen de uitgang en de inverterende ingang. Bij sommige types is deze condensator in de chip geïntegreerd, zoals bij de 741.
De waarde van de condensator en de overige onderdelen die voor de frequentie-compensatie worden gebruikt zijn afhankelijk van de specifieke eigenschappen van de operationele versterker.
Figuur 10/1-25 geeft enige voorbeelden van in de praktijk bruikbare compensatie-schakelingen.

Offset-compensatie

Gebruikt men een operationele versterker voor het 100 x versterken van een wisselspannings-signaal, dan zal het in de meeste gevallen niet noodzakelijk zijn de offset te compenseren. De ingangsoffset wordt weliswaar ook 100 x versterkt, hetgeen een verschuiving van het instelpunt op de uitgang veroorzaakt, maar deze verschuiving is zo klein dat deze niet tot gevolg heeft dat de uitgang kan vastlopen. Door het tussenschakelen van een scheidingscondensator kan men de versterkte offset-spanning op de uitgang scheiden van het versterkte signaal.

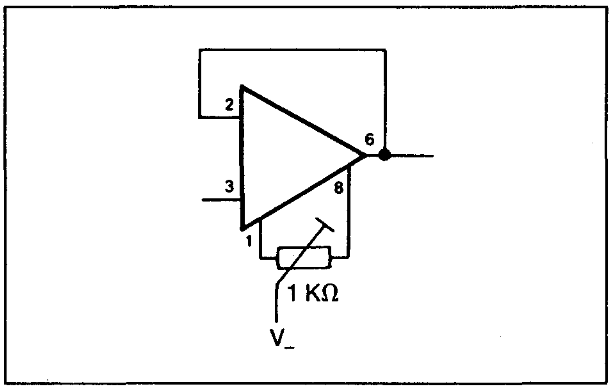
De offset-verschijnselen moeten wel gecompenseerd worden als men operationele versterkers gebruikt in nauwkeurige meet-schakelingen of versterkers voor kleine gelijkspanningen.

De meeste types hebben twee extra aansluitingen voor het compenseren van de offset en deze kunnen volgens het schema van figuur 10/1-26 verbonden worden met de uiteinden van een trimmer, waarvan de loper naar de negatieve voeding gaat. De offset wordt gecompenseerd door beide ingangen met elkaar



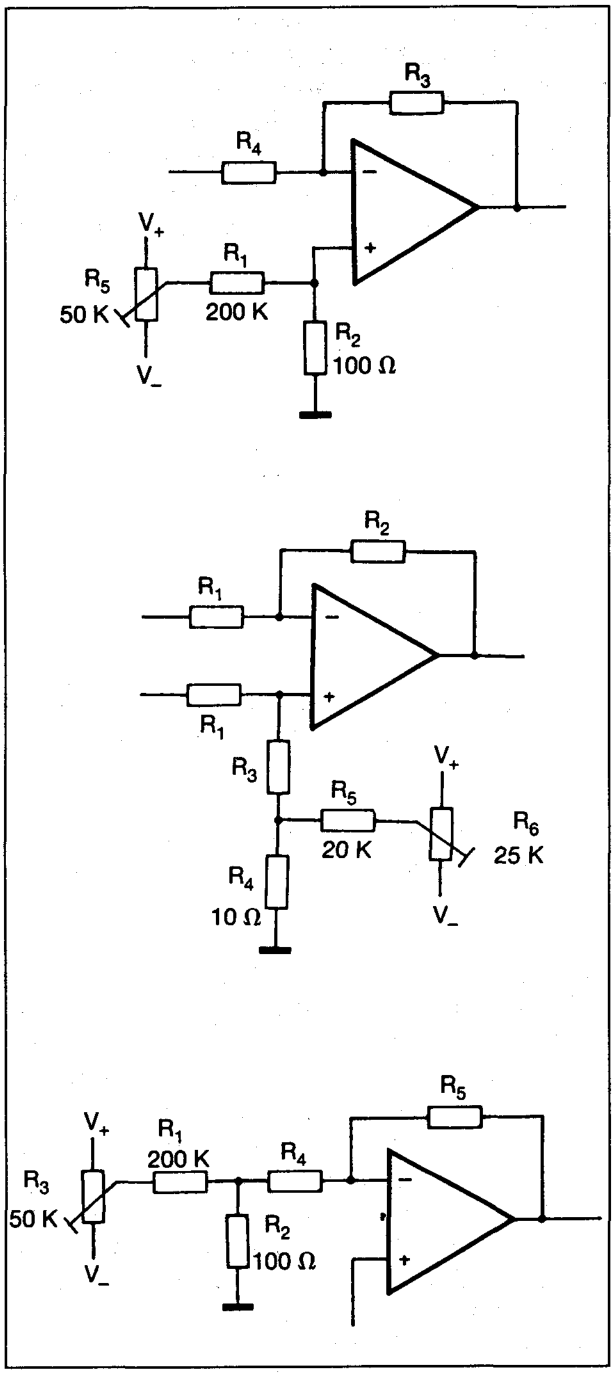
Figuur 10/1-25: Frequentie-compensatie technieken.

te verbinden en de trimmer af te regelen tot de uitgangsspanning gelijk is aan nul.
Bij sommige exemplaren kan men weerstanden van 10 kΩ tussen de potentiometer en de twee IC-aansluitingen opnemen, waardoor het regelbereik wordt verkleind en de nauwkeurigheid van de afregeling toeneemt.

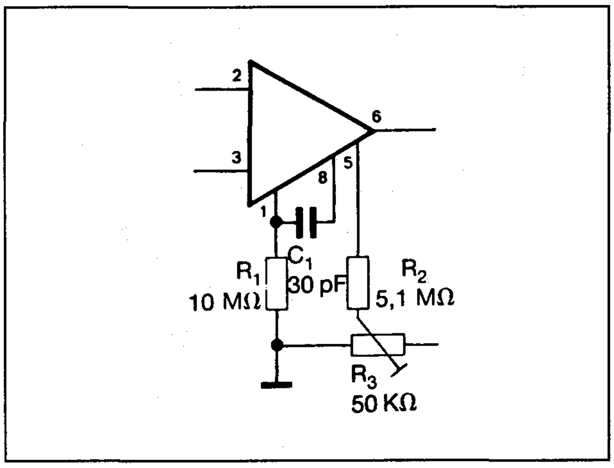


Figuur 10/1-26: Offset-compensatie met de speciaal daarvoor aanwezige aansluitingen.

Figuur 10/1-27 geeft enige voorbeelden van externe offset-compensatie. In principe komt het er steeds op neer dat men een zeer kleine spanning mengt met de signalen op een van de op-amp ingangen. De bovenste schakelingen is bruikbaar bij inverterende versterkers, de offset wordt gecompenseerd door aan de niet-inverterende ingang een kleine spanning aan te leggen die even groot is als de offset van de op-amp, maar de tegengestelde polariteit heeft.
De middelste figuur geeft het schema voor niet-inverterende versterkers. Nu wordt de compensatie-spanning aangeboden aan de inverterende ingang. De versterkings-factor van de schakeling wordt echter door deze compensatie beïnvloed, omdat de kleine weerstand R_2 in serie geschakeld is met de versterkings-bepalende weerstand R_4. Verschilversterkers kunnen volgens het onderste schema worden gecompenseerd. Ook nu wordt de verschil-versterking beïnvloed door de waarde van de compensatie-weerstand R_4.



Figuur 10/1-27: Externe offset-compensatie.



Figuur 10/1-28: Gecombineerde offset- en frequentie-compensatie.

Figuur 10/1-28 geeft tot slot het schema van een gecombineerde offset- en frequentie-compensatie dat bij sommige op-amp's uit de LM...-serie kan worden toegepast.

10/1.2

Operationele versterkers als spanningsversterkers

Inleiding

Meest gebruikte toepassing

Operationele versterkers kunnen op verschillende manieren ingezet worden voor het versterken van spanningen. Men kan zonder overdrijven stellen dat deze applicatie een van de meest gebruikte in de analoge elektronica is! Vandaar dat er in dit hoofdstuk zeer veel aandacht wordt aan besteed.

Operationele versterker is ideale spanningsversterker

Dat operationele versterkers zo vaak worden gebruikt voor het versterken van spanningen is een rechtstreeks gevolg van het feit dat een op-amp een zo goed als ideale schakeling is voor dit soort toepassingen.
Denk maar aan de volgende basis-eigenschappen van een operationele versterker:
- het beschikbaar zijn van twee ingangen, die geïnverteerd ten opzichte van elkaar werken, ideaal voor het onafhankelijk van elkaar instellen van versterking en terugkoppel-eigenschappen;
- zeer hoge eigen ingangsimpedanties op beide ingangen, zodat de reële ingangsimpedantie van de schakeling volledig door passieve onderdelen kan worden vastgelegd op iedere gewenste waarde;
- zeer lage eigen uitgangsimpedantie, waardoor de uitgangskarakteristieken van de versterker nauwelijks beïnvloed worden door de op de schakeling aangesloten belasting;
- zeer hoge open-lus versterkingsfactor, waardoor de reële versterking van een schakeling volledig door de terugkoppeling kan worden bepaald.

Diverse soorten

Spanningsversterkers kunnen in het algemeen ingedeeld worden in onderstaande categorieën:
- spanningsvolgers;
- omkeerversterkers;
- inverterende versterkers;
- niet-inverterende versterkers;
- brugversterkers;
- verschilversterkers;
- instrumentatie-versterkers.

Al deze schakelingen hebben hun typische toepassingsgebieden en voor- en nadelen. In de volgende subhoofdstukken zullen deze zeven basis-schakelingen zeer uitvoerig worden besproken en verklaard, met tal van praktische toepassingsvoorbeelden en nuttige tips voor het praktische gebruik.

De spanningsvolger

Inleiding

De spanningsvolger is een schakeling die een spanningsversterking van 1 heeft. Het signaal op de uitgang is dus even groot als het signaal op de ingang.
Een tweede eigenschap van de schakeling is dat de ingangsimpedantie zeer groot is en de uitgangsimpedantie zeer laag. Vandaar dat deze schakeling ook wel eens "impedantietrafo" of "buffer" wordt genoemd. Het ingangssignaal wordt gebufferd en staat onder precies dezelfde vorm, maar over een zeer

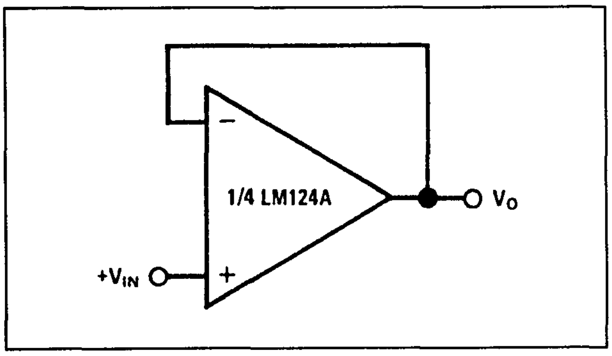
1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

lage impedantie, ter beschikking voor verdere verwerking.

Basisschakeling met op-amp

Het basisschema van de spanningsvolger met op-amp is getekend in figuur 10/1.2-1. Het ingangssignaal wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de versterker. De inverterende ingang gaat rechtstreeks naar de uitgang.

De eigenschappen van de schakeling zijn gemakkelijk te begrijpen als men rekening houdt met een van de basiseigenschappen van een teruggekoppelde operationele versterker. De schakeling zal zichzelf zo instellen dat de spanning op de inverterende ingang gelijk wordt aan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het zal dan onmiddellijk duidelijk zijn dat dit tot gevolg heeft dat de uitgangsspanning gelijk wordt aan de ingangsspanning!



Figuur 10/1.2-1: Het basisschema van een spanningsvolger met op-amp.

De verklaring van de zeer hoge ingangsimpedantie volgt uit hetzelfde verschijnsel. Tussen beide ingangen kan men een denkbeeldige weerstand veronderstellen. Deze weerstand bepaalt in hoge mate de ingangsimpedantie van de versterker. Nu staat er aan beide aansluitingen van deze weerstand dezelfde spanning. Het gevolg is dat er geen stroom door de weerstand vloeit en dat de ingangsimpedantie dus in principe oneindig is. In principe, omdat er in een praktische schakeling wel iets minder versterkt wordt dan de eenheid. Een praktische waarde voor de spanningsversterking is 0,995. Er bestaat dus toch een heel klein spanningsverschil tussen beide ingangen en er vloeit dus ook een zeer kleine stroom door de interne weerstand tussen beide ingangen. Deze kleine stroom is er de oorzaak van dat de ingangsimpedantie niet oneindig is, maar zeer groot. Zelfs met een normale bipolaire op-amp zoals een 741 zijn waarden in het GΩ-bereik te realiseren.

Ook de zeer lage uitgangsimpedantie volgt uit de spanningsgelijkheid tussen beide ingangen. Als de schakeling belast wordt, dan zal er een spanning vallen over de inwendige uitgangsimpedantie. Het gevolg is dat de uitgangsspanning zou willen gaan dalen. Maar daar deze spanning rechtstreeks wordt teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang zou er dan een spanningsverschil tussen de twee ingangen ontstaan. De op-amp zal nu onmiddellijk reageren door zijn gesloten lus versterking te verhogen. Het gevolg is dat de spanningsgelijkheid tussen de twee ingangen wordt hersteld en de uitgangsspanning dus weer gelijk wordt aan de ingangsspanning.
Voor de buitenwereld lijkt het er op alsof de op-amp een zeer lage uitgangsimpedantie heeft.

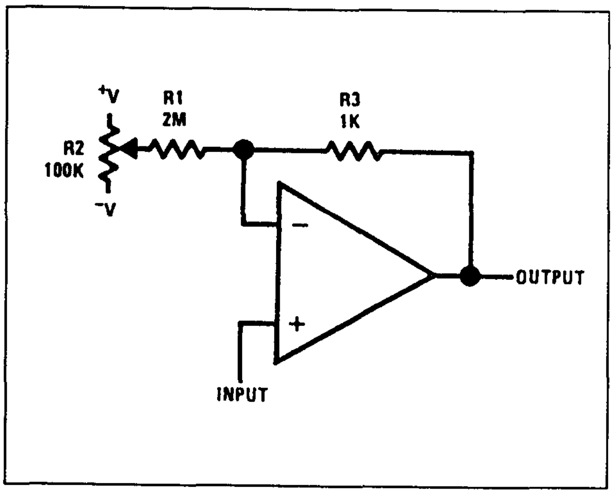
Offset-compensatie van de spanningsvolger

Enkelvoudige operationele versterkers hebben meestal twee aansluitingen waartussen men een schakeling kan aansluiten voor het compenseren van de offset van het IC.
Gebruikt men echter viervoudige schakelingen, dan zijn dergelijke aansluitingen niet aanwezig. Men moet dan gebruik maken van een externe offset-compensatie.
Een bruikbaar schema daarvoor is getekend in figuur 10/1.2-2.

De inverterende ingang wordt via een hoge weerstand R1 verbonden met de loper van een veel laag-ohmiger instelpotentiometer

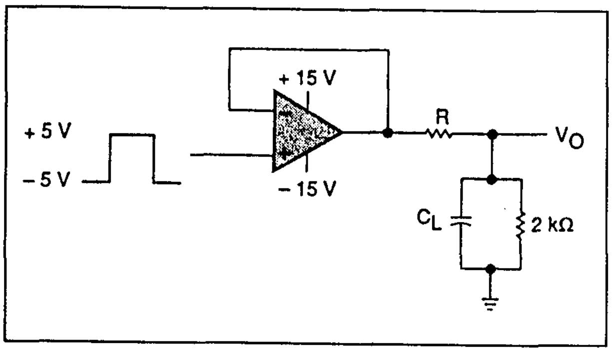
1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

R2. Deze loper is geschakeld tussen de voedingsspanningen van de versterker.
Het instelbereik van deze compensatie wordt gegeven door de uitdrukking:
U_{offset} = +/-V . (R3/R1)



Figuur 10/1.2-2: Externe offset-compensatie voor de spanningsvolger.

Overigens heeft men bij de spanningsvolger niet erg veel last van de offset. Vanwege de rechtstreekse terugkoppeling tussen uitgang en inverterende ingang is de spanningsversterking gelijk aan 1. Ook de offsetspanning wordt dus niet versterkt, zodat men alleen te maken heeft met de eigen onversterkte offset van de toegepaste op-amp. Deze ligt in het mV-bereik!



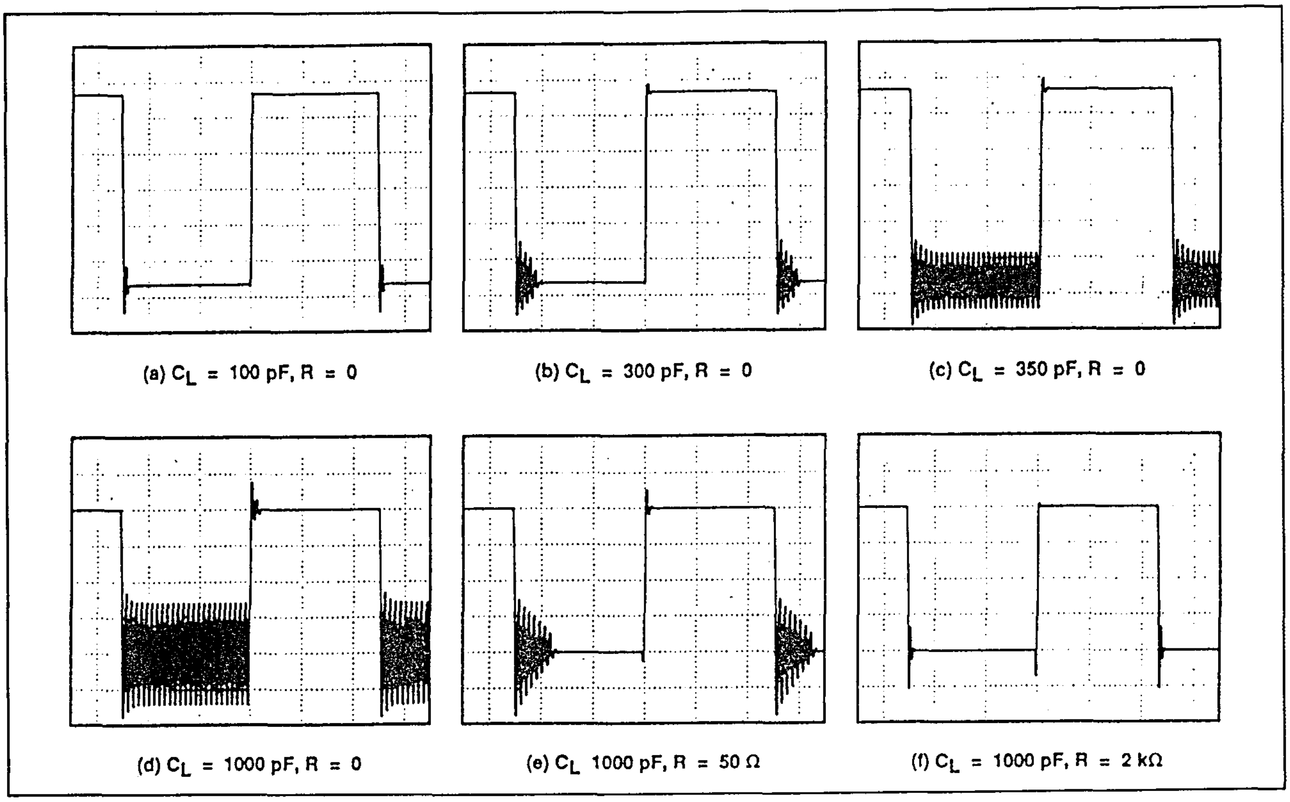
Figuur 10/1.2-3: Capacitieve belasting van een spanningsvolger veroorzaakt oscillaties.

Frequentie-compensatie van de spanningsvolger
De basisschakeling van figuur 10/1.2-1 zal men in de praktijk niet vaak aantreffen. In het echte leven wordt iedere schakeling belast door de serieschakeling van een weerstand en een condensator, zie figuur 10/1.2-3. Deze condensator C_L is de paracitaire bedradingscapaciteit van de schakelingen die op de uitgang van de spanningsvolger zijn aangesloten.
Als men aan een dergelijke praktische schakeling een snelle pulsvormige spanning legt, dan zal er op de uitgang een paracitaire oscillatie verschijnen. De amplitude van deze oscillatie en de uitslingeringstijd ervan is afhankelijk van de mate van capacitieve belasting van de schakeling.
In de grafieken van figuur 10/1.2-4 zijn zes voorbeelden van dit verschijnsel getekend. Hieruit blijkt duidelijk dat zelfs bij een capacitieve belasting van enige honderden pF het uitgangssignaal ernstig verontreinigd wordt! Om dit verschijnsel te voorkomen moet men enige extra componenten aanbrengen, zoals getekend in figuur 10/1.2-5.

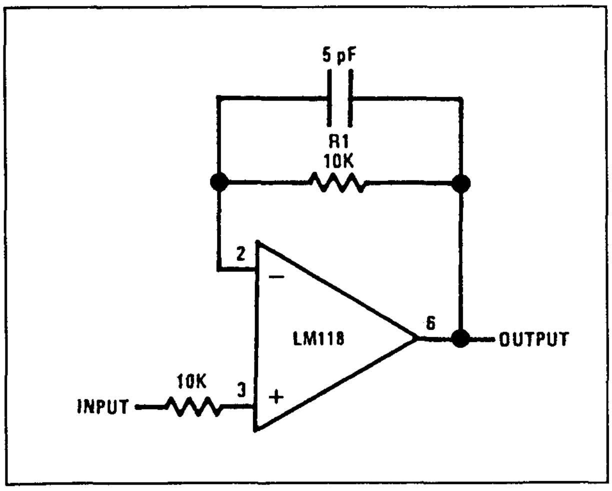
Verbeteren van de ingangskarakteristieken
Het basisschema van de spanningsvolger met een operationele versterker heeft al zeer gunstige ingangseigenschappen. Toch kan het bij sommige toepassingen noodzakelijk zijn deze eigenschappen nog verder op te voeren.
In de volgende paragrafen worden enige daarvoor bruikbare technieken toegelicht.

Guarding bij een spanningsvolger
Met operationele versterkers met FET-ingangen kan men de spanningsvolger een ingangsimpedantie geven die ver in het 100 GΩ bereik ligt. In de praktijk is het echter zeer moeilijk om dergelijke waarden te handhaven.
De op-amp zweeft immers niet in een of ander inert, volledig watervrij gas, maar zit gesoldeerd op een print.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-4: Het ontstaan van paracitaire oscillaties op de uitgang onder invloed van een capacitieve belasting.

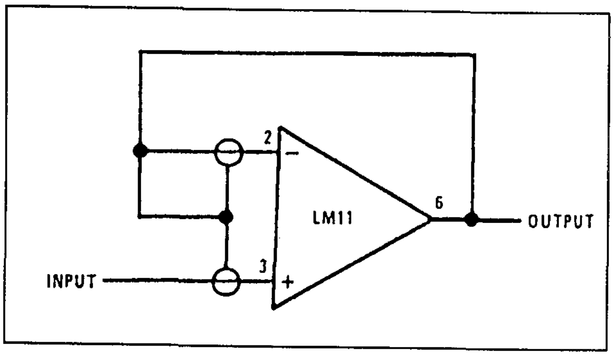


Figuur 10/1.2-5: Het compenseren van capacitieve belastingen.

Nu heeft een print een bepaalde oppervlakteweerstand, die veroorzaakt wordt door vervuiling van het printmateriaal, soldeerflux en condenseren van waterdamp uit de lucht. Deze effecten zorgen ervoor dat de praktische ingangsimpedantie veel lager ligt dan deze die in feite haalbaar is.

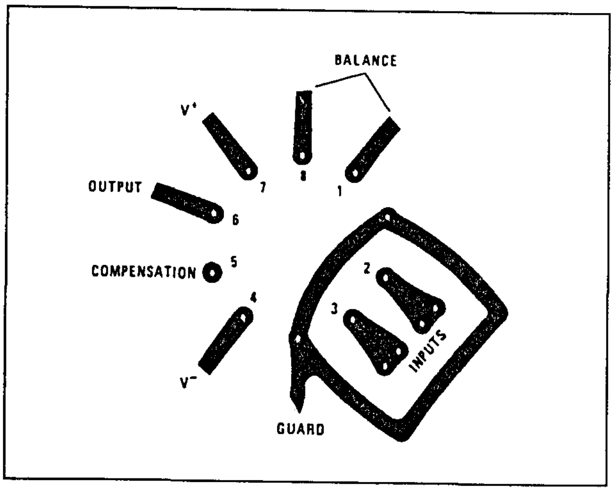
Heeft men een toepassing, waarbij een zeer hoge ingangsimpedantie zeer belangrijk is, dan kan men de genoemde effecten voor een deel compenseren door guarding toe te passen. Guarding is een speciale printtechniek, waarbij de punten op de print die zeer hoogimpedant moeten zijn worden afgeschermd van de omgeving. Rond deze punten wordt een koperen geleider aangebracht, die op hetzelfde potentiaal wordt gezet als de af te schermen punten. Belangrijke voorwaarde daarbij is dat deze ring laagimpedant is. Het zal duidelijk zijn dat een spanningsvolger een ideale schakeling is om te guarden. De uitgangsspanning van de schakeling voldoet immers aan de guarding-voorwaarden. De uitgang staat op dezelfde spanning als de ingang en heeft bovendien een zeer lage impedantie.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-6: Het guarding-principe toegepast bij een spanningsvolger.

Het guarding-schema is getekend in figuur 10/1.2-6. De guarding rond de twee ingangen wordt aangegeven door een cirkeltje rond de lijnen te tekenen. Deze cirkeltjes zijn verbonden met de laagimpedante uitgang van de spanningsvolger.
Hoe deze guarding in de praktijk op de print wordt gerealiseerd volgt uit figuur 10/1.2-7. Rond de twee aansluitingen van de ingangen (hier wordt een ronde op-amp gebruikt) wordt een koperen ring aangebracht. Deze ring omsluit niet alleen de twee ingangspennen van de op-amp, maar ook de koperen eilandjes van de onderdelen die met deze pennen verbonden zijn. Deze guarding-ring gaat via een koperen baan naar de uitgang van de op-amp.



Figuur 10/1.2-7: De guarding op de print.

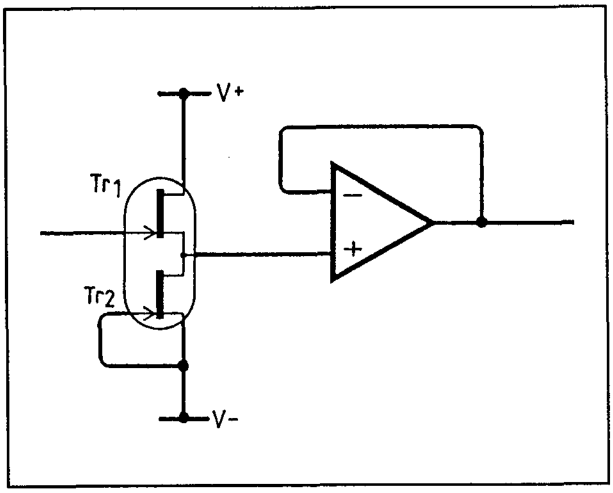
Het zal duidelijk zijn hoe deze guarding werkt. Kruipstromen over het oppervlak van de print kunnen nu niet meer ontstaan tussen de hoogimpedante ingangen en een punt dat op een afwijkende spanning staat. Beide ingangen zijn immers volledig omgeven door de ring die op dezelfde spanning staat. En het is nu eenmaal zo dat tussen twee punten die op dezelfde spanning staan geen stroom kan vloeien! De effecten van printverontreinigingen op de ingangsimpedantie van de spanningsvolger worden dus gecompenseerd.

Het verhogen van de ingangsimpedantie door middel van FET's
Voor bepaalde zeer kritische toepassingen in de professionele elektronica kan het noodzakelijk zijn de ingangsimpedantie van een spanningsvolger toch nog te verhogen.
Er moeten dan externe schakelingen rond de ingangen van de op-amp worden opgebouwd.

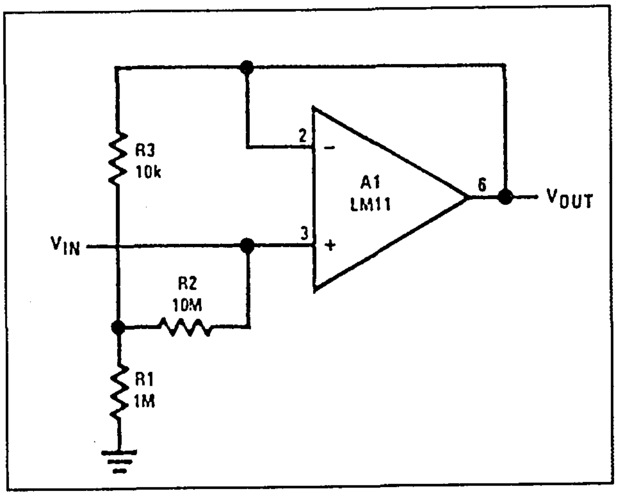
De meest eenvoudige oplossing is getekend in figuur 10/1.2-8. De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt vooraf gegaan door een dubbele FET.
De onderste FET is als stroombron geschakeld, die de stroom I_{DSS} van de bovenste FET vast legt. Omdat beide FET's identieke eigenschappen hebben en op dezelfde temperatuur staan kan men stellen dat de gate-source spanningen van beide halfgeleiders identiek zijn.
Het middelpunt van de beide FET's zal daardoor op hetzelfde potentiaal staan als de ingang. De op-amp zorgt er met zijn hoge ingangsimpedantie immers voor dat de gelijkheid van beide drainstromen niet wordt verstoord.

Met dergelijke schakelingen zijn ingangsimpedanties in het TΩ-gebied in theorie haalbaar. Maar het zal duidelijk zijn dat dan de allerhoogste eisen worden gesteld aan het printontwerp en dat men guarding moet toepassen!

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-8: Het verhogen van de ingangsimpedantie door het voorschakelen van een dubbele FET.



Figuur 10/1.2-9: Het bootstrappen van de ingang van een operationele versterker.

Het verhogen van de schijnbare ingangsimpedantie door middel van bootstrapping

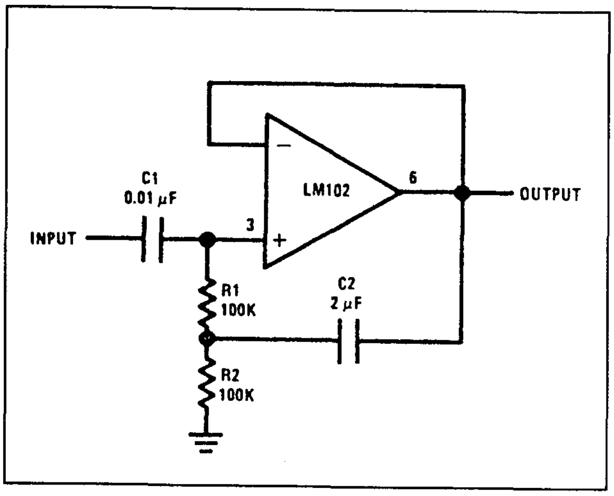
Het gebruik van de standaard schakeling van een spanningsvolger heeft als nadeel dat de ingang alleen verbonden is met de niet-inverterende ingang van de op-amp met zijn zeer hoge ingangsimpedantie. Sommige ingangsschakelingen willen echter een relatief kleine weerstand "zien" tussen hun uitgang en de massa.
Men kan dan gebruik maken van het zogenaamde "bootstrapping"-principe. Dat is een principe dat stamt uit de buizenperiode van de elektronica. Bij dit systeem staat er een relatief kleine weerstand tussen de ingang en de massa, maar wordt de uitgang ook teruggekoppeld naar deze ingang, waardoor er minder stroom uit dit punt kan afvloeien naar de massa.

Het basissysteem van bootstrapping bij een moderne spanningsvolger met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.2-9. De uitgang van de schakeling gaat naar een spanningsdeler R1/R3. De verhouding tussen beide weerstanden moet groot zijn. Het knooppunt tussen beide weerstanden wordt via een weerstand R2 verbonden met de niet-inverterende ingang.

Bij bestudering van het schema zou men kunnen denken dat de ingangsimpedantie van de schakeling slechts 11 MΩ bedraagt. Tussen de ingang en de massa staan immers de weerstanden R2 en R1 in serie geschakeld. Als de schakeling actief wordt, dan zal de terugkoppeling van de uitgang naar de niet-inverterende ingang er echter voor zorgen dat het knooppunt van de weerstanden R1 en R3 op hetzelfde potentiaal als de uitgang komt te staan. Dat is per definitie ook de spanning die op de ingang staat. Over weerstand R2 valt dus geen spanning met als gevolg dat er geen stroom doorheen loopt.
De ingangsspanning "ziet" dus nu een zeer hoge schijnbare ingangsimpedantie. Met een aloude 741 kan men op een dergelijke manier een spanningsvolger maken met een ingangsimpedantie van meer dan 10 GΩ.

In figuur 10/1.2-10 is een praktische schakeling met bootstrapping getekend voor een spanningsvolger die men kan gebruiken voor het afsluiten van laagfrequent schakelingen. Door het gebruik van het bootstrap principe kan men met een zeer kleine koppelcondensator van slechts 10 nF werken, terwijl toch de laagfrequent signalen onverzwakt door de schakeling gaan.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



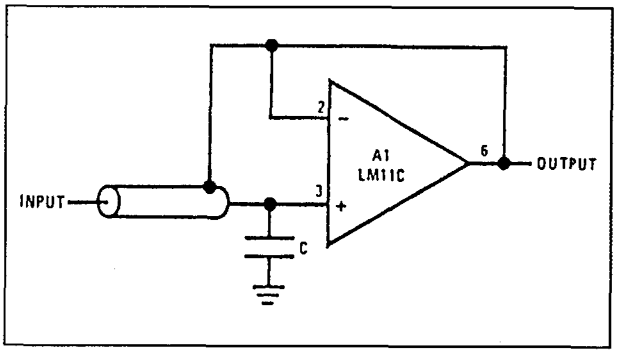
Figuur 10/1.2-10: Het gebruik van bootstrapping in een laagfrequent versterker.

Kabel bootstrapping met een spanningsvolger

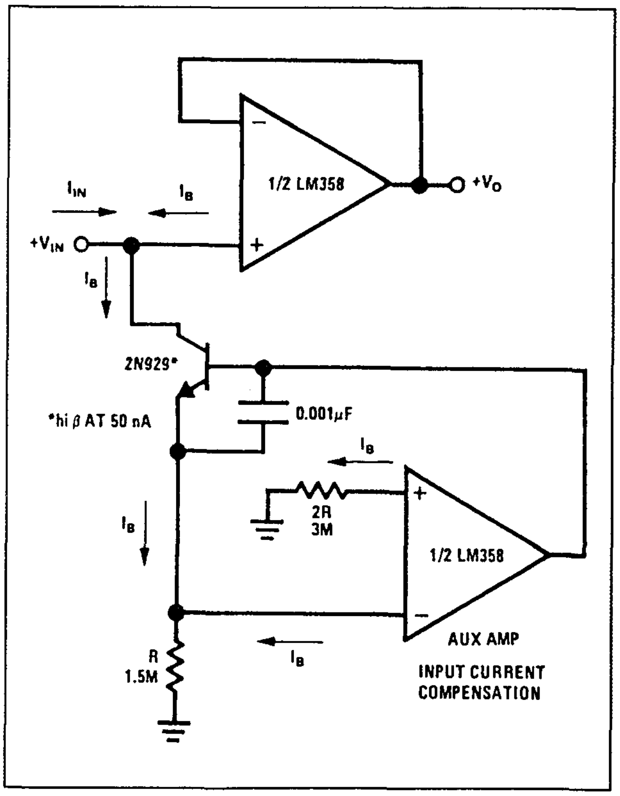
Van het besproken bootstrap principe kan ook gebruik worden gemaakt als men hoogimpedante schakelingen door middel van een lange afgeschermde kabel met een apparaat moet verbinden. De meest logische gang van zaken is dat men in die schakeling een spanningsvolger opneemt en de zeer laagimpedante uitgang daarvan op de afgeschermde kabel aansluit. De kabelcapaciteit zal dan niet erg veel invloed hebben op het signaal. Maar dat is echter niet altijd mogelijk! Denk maar aan een hoogimpedante microfoon. Zou men daar een schakeling willen inbouwen, dan zou men ofwel batterijen moeten gebruiken om deze schakeling te voeden, of de voedingsspanningen via de kabel overbrengen. Maar dat laatste gaat niet met een enkelvoudig afgeschermde kabel.

De oplossing voor dit probleem is getekend in figuur 10/1.2-11. De uitgang van de spanningsvolger wordt niet alleen verbonden met de inverterende ingang van de operationele versterker, maar ook met de afscherming van de kabel. Dat is in feite niets anders dan het toepassen van guarding op de kabel! Tussen de afgeschermde ader van de kabel en de afscherming staat nu immers geen spanningsverschil, met als gevolg dat de paracitaire capaciteit van de kabel geen invloed op het signaal heeft.

Op deze manier is het mogelijk een hoogimpedante microfoon zonder buffering bij de microfoon via een tien meter lange kabel met een versterker te verbinden, zonder dat de hoge frequenties door de capaciteit van de kabel worden verzwakt.



Figuur 10/1.2-11: Het toepassen van bootstrapping op een kabel.



Figuur 10/1.2-12: Het compenseren van de biasstroom van een op-amp.

Het compenseren van de biasstroom
Een operationele versterker heeft een bepaalde biasstroom I_B. Dat is de stroom die uit de ingang vloeit naar de op de ingang aangesloten schakeling. Deze stroom is zeer klein, afhankelijk van het soort op-amp ligt de waarde van deze stroom in het µA- tot nA-gebied.
Bij bepaalde kritische toepassingen kan het vloeien van deze stroom echter bezwaarlijk zijn. Te denken valt aan schakelingen met fotodetectoren, waarbij de detector een zeer kleine stroom levert die recht evenredig is met het licht dat op de detector invalt. De biasstroom zal dan tot gevolg hebben dat de stroom die door de detector geleverd wordt niet meer recht evenredig is met de lichtintensiteit. Bovendien is de biasstroom van een operationele versterker afhankelijk van de temperatuur. Daardoor gaat het evenredige verband tussen de uitgangsstroom van de detector en het gemeten verschijnsel helemaal verloren!

Heeft men ooit te maken met dit soort problemen, dan kan men de schakeling van figuur 10/1.2-12 toepassen.
De bovenste operationele versterker is de spanningsvolger die het onderdeel afsluit dat een stroom I_{IN} levert. De op-amp zélf levert een biasstroom I_B. Zonder compensatie zou deze stroom zich van de ingangsstroom aftrekken. De onderste operationele versterker levert echter een afvoerpad voor deze biasstroom.

De schakeling gaat er van uit dat beide operationele versterkers dezelfde biasstroom hebben. Dat is het geval als men een dubbele op-amp toepast. De schakeling rond de onderste op-amp is niets anders dan een stroombron, die er voor zorgt dat de collectorstroom van de transistor 2N929 precies gelijk is aan de waarde van de biasstroom. De werking berust alweer op het feit dat de op-amp de spanning op beide ingangen identiek wil maken. De niet-inverterende ingang van de onderste op-amp gaat via een weerstand van 3 MΩ naar de massa. De biasstroom uit deze ingang zal over deze weerstand een bepaalde spanning opbouwen. De inverterende ingang gaat via een weerstand van 1,5 MΩ naar de massa. Let op de 1/2 verhouding tussen beide weerstanden. De biasstroom die uit de inverterende ingang vloeit zal dus over deze weerstand een spanning opwekken die gelijk is aan de helft van de spanning over de 3 MΩ weerstand. Er bestaat dus een spanningsverschil tussen beide ingangen en de op-amp zal dit spanningsverschil tot nul gaan reduceren. De uitgang van de op-amp stuurt de basis van de transistor. Deze halfgeleider gaat geleiden, met als gevolg dat er een bepaalde collectorstroom gaat lopen. Deze stroom wekt echter over de weerstand van 1,5 MΩ een spanningsval op.
De schakeling stelt zichzelf zo in dat de spanning over de weerstand van 1,5 MΩ gelijk wordt aan de spanningsval over de weerstand van 3 MΩ. Dat kan alleen maar als er door de eerste weerstand een stroom vloeit die het dubbele is van de stroom die door de weerstand van 3 MΩ vloeit. De collectorstroom wordt dus ingesteld op de waarde van de biasstroom. Deze collectorstroom kan alleen afkomstig zijn van de bovenste operationele versterker. Als men er van uit gaat dat alle biasstromen aan elkaar gelijk zijn, dan zal de biasstroom van de spanningsvolger volledig via de transistor naar de massa afvloeien en zal dus geen effect hebben op de stroom I_{IN} die door de ingangsschakeling geleverd wordt.

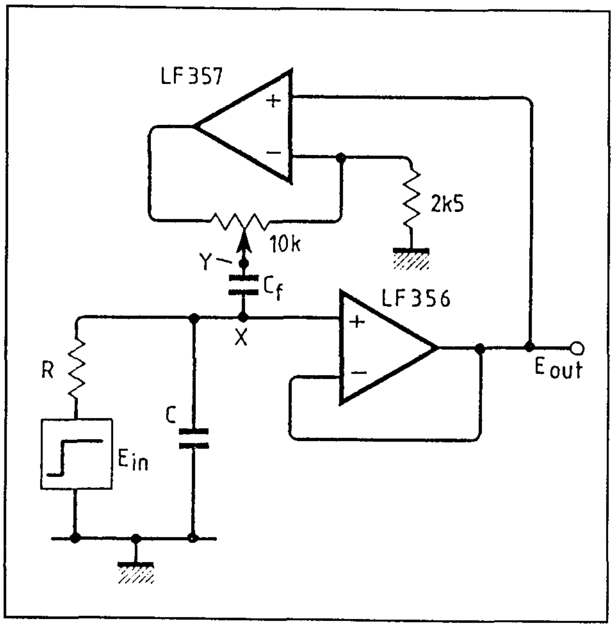
Noteer dat deze schakeling rekening houdt met de variatie op de biasstroom in functie van de temperatuur!

Capacitieve neutralisatie met een spanningsvolger
Met de in de vorige paragrafen beschreven technieken kan men al heel wat doen aan capacitieve problemen tussen de spanningsvolger en de schakeling die op de ingang wordt aangesloten.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Met bootstrapping en guarding kan men de kabelcapaciteit en de capaciteit van de print uitschakelen. Wat overblijft is echter de capaciteit van de bron zélf! Deze kan tot gevolg hebben dat het signaal dat de bron levert behoorlijk vervormt. Denk maar weer aan een zeer gevoelige fotodetector die per definitie een groot halfgeleidend oppervlak heeft. Dergelijke detectoren hebben een niet te verwaarlozen capaciteit en deze capaciteit kan de uitgangspulsjes van de detector verzwakken.

Om dergelijke problemen op te lossen kan men de spanningsvolger die de detector afsluit uitrusten met een systeem dat een zogenaamde "capacitieve neutralisatie" uitvoert. Het basisprincipe van dit systeem is getekend in figuur 10/1.2-13.



Figuur 10/1.2-13: Capacitieve neutralisatie van de capaciteit van de ingangsbron.

De werking van de schakeling is in feite alleen wiskundig te doorgronden, maar met onderstaande redenering kan men een heel eind komen.

Als de bron (het vierkantje links in de figuur) een puls levert, dan zal een deel van deze spanning afvloeien via het netwerk R/C. De spanning op punt X is dus geen nauwkeurige representatie van de bronspanning. Dat verschijnsel ontstaat doordat de capaciteit C van de bron oplaadt. De oplaadstroom vloeit via de weerstand R, de inwendige weerstand van de bron, er ontstaat een spanningsval over dit onderdeel.

Het compensatienetwerk, opgebouwd rond de bovenste operationele versterker, levert nu via de condensator C_f een compensatiestroom die gebruikt wordt om de condensator C op te laden. De oplaadstroom wordt dan niet meer geleverd door de bron, zodat er over weerstand R geen spanning valt.

De mate van neutralisatie kan ingesteld worden met behulp van de instelpotentiometer van 10 kΩ. Deze moet zo ingesteld worden dat de spanning die via de condensator C_f wordt teruggekoppeld gelijk is aan:

$U_f = (1 + C/C_f)$

In de praktijk kan men dit uiteraard het best experimenteel bepalen met behulp van een oscilloscoop.

Verbeteren van de uitgangskarakteristieken

Ook wat de uitgangskarakteristieken betreft doet het standaardschema het niet slecht. Maar ook hier geldt dat de eigenschappen, met name het uitsturingsbereik en de te leveren stroom, met eenvoudige hulpschakelingen aanzienlijk verbeterd kunnen worden.

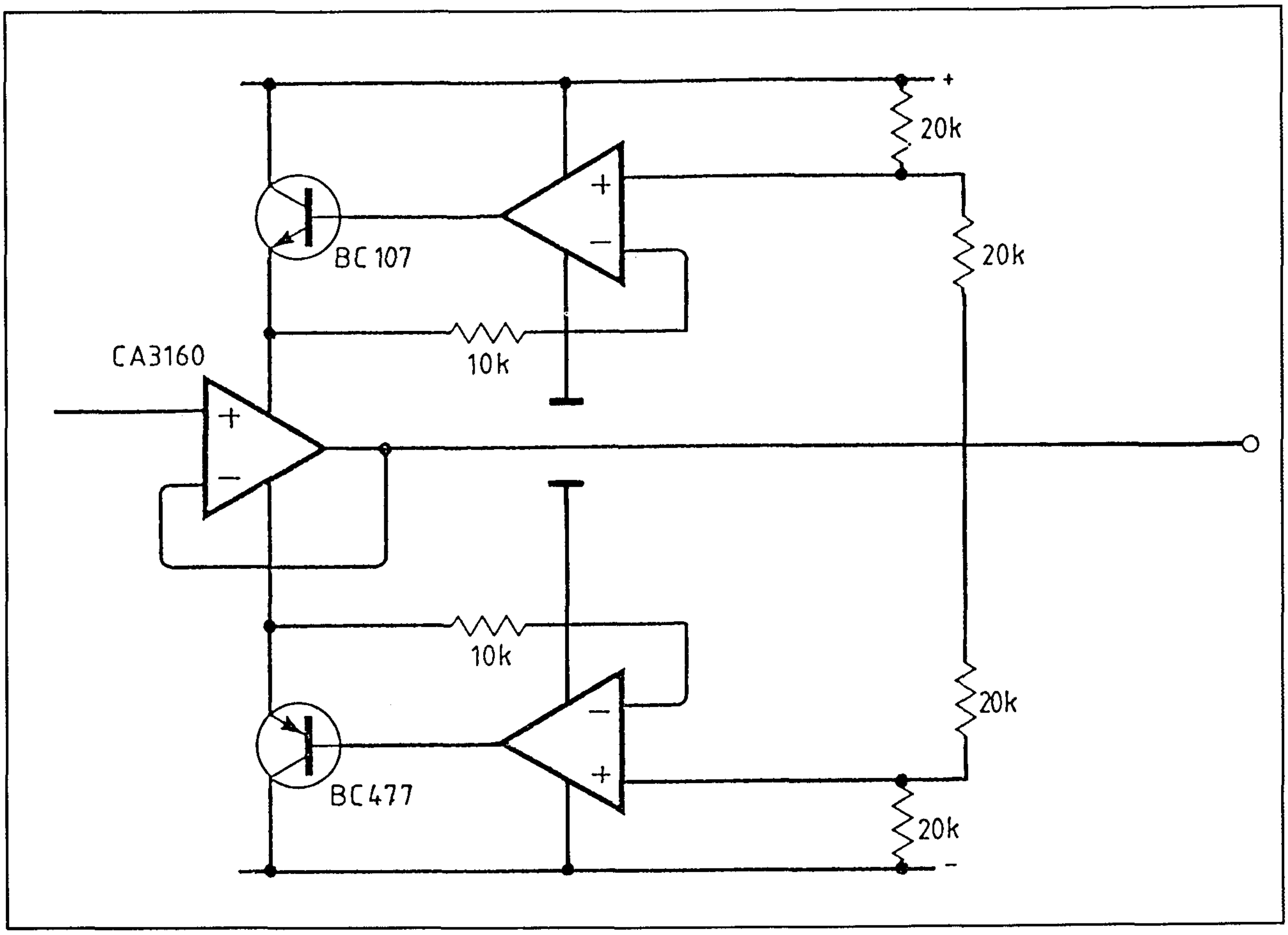
Bootstrapping van de voeding

De meeste operationele versterkers kunnen gevoed worden uit een maximale spanning van 36 V. Werkt men symmetrisch, dan betekent dit dat de schakeling uit maximaal +/-18 V gevoed mag worden. Dat betekent dat de schakeling geen signalen kan verwerken die een grotere top-tot-top waarde hebben dan ongeveer 30 V.

Wil men grote signalen met een spanningsvolger verwerken, dan kan dit beperkte voedings- en uitsturingsbereik problemen opleveren.

Een operationele versterker is immers niet volledig uit te sturen tot tegen de beide voedingsspanningen!

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-14: Het bootstrappen van de voedingsspanningen.

Er moet nog voldoende spanningsreserve tussen de uitgangsspanning en de voedingsspanningen overblijven om de interne schakelingen te sturen. Er bestaat een zeer ingenieus systeem om het uitsturingsbereik van een operationele versterker groter te maken dan zijn voedingsspanningen. Dit systeem noemt men "bootstrapping van de voeding".

Het principe is getekend in figuur 10/1.2-14. De CA3160 is de op-amp die wordt gebruikt als spanningsvolger. De voedingsaansluitingen gaan niet rechtstreeks naar de + en de -, maar via transistoren.
Deze transistoren worden gestuurd uit twee hulp op-amp's. De bovenste hulp op-amp wordt gevoed tussen de + en de massa, de onderste tussen de massa en de -. De voedingsspanningen kunnen nu verhoogd worden tot +/-36 V. Voor de twee hulp op-amp's geldt dat deze dan ieder 36 V voedingsspanning te verwerken krijgen, hetgeen toelaatbaar is.
Hoe dat zit met de hoofd op-amp moet even bekeken worden. Stel dat aan de ingang van de spanningsvolger een spanning van 0 V wordt aangelegd. De uitgang van de schakeling zal dan ook op 0 V staan.
De niet-inverterende ingang van de bovenste hulp op-amp is via een spanningsdeler (20 kΩ/20 kΩ) ingesteld op de helft van de positieve voedingsspanning. De schakeling zal zichzelf nu zo inregelen dat dezelfde spanning op de inverterende ingang staat. Dat kan alleen als de positieve voedingsspanning van de hoofd op-amp op de helft van de positieve voedingsspanning staat, dus op +18 V! Deze spanning wordt immers

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

rechtstreeks teruggekoppeld naar de inverterende ingang van de bovenste hulp opamp.
Hetzelfde verhaal geldt voor de negatieve voedingsaansluiting van de CA3160. Deze staat op een spanning van -18 V.

De situatie verandert dramatisch als er op de ingang van de spanningsvolger een signaal wordt gelegd. Stel dat men +5 V op de ingang zet. De uitgang zal ook naar +5 V gaan. De spanningsdelers naar de ingangen van de twee hulp op-amp's worden nu anders ingesteld. De bovenste staat nu tussen +36 V en +5 V, zodat er over de deler maar 31 V staat. Over iedere weerstand valt 15,5 V, het gevolg is dat de niet-inverterende ingang nu wordt ingesteld op +20,5 V. Het regelsysteem zorgt ervoor dat ook de spanning wordt op de positieve voedingsaansluiting van de hoofd op-amp. Bij de onderste spanningsdeler staat er nu 41 V over de weerstanden. Over iedere weerstand valt 20,5 V, zodat de niet-inverterende ingang van de onderste hulp op-amp op een spanning van -15,5 V komt te staan. Door het onderste regelmechanisme wordt dat ook de spanning op de negatieve voedingsaansluiting van de CA3160.

Conclusie: de op-amp van de spanningsvolger wordt nu niet gevoed tussen +18 V en -18 V, maar tussen +20,5 V en -15,5 V! Hoewel de totale voedingsspanning nog steeds 36 V bedraagt heeft het voedingsbereik zich positief verschoven. De voedingsspanning verplaatst zich dus in de richting van de grootte en de polariteit van het ingangssignaal.
Op deze manier kan de op-amp veel verder uitgestuurd worden, omdat in het ultieme positieve geval de CA3160 gevoed wordt tussen +36 V en 0 V en in het ultieme negatieve geval tussen 0 V en -36 V.

Deze schakeling is zeer bruikbaar als de spanningsvolger deel uitmaakt van een laagfrequent eindversterker.

Men kan dan met een zeer eenvoudige schakeling tamelijk grote spanningen op de uitgang van de eindversterker genereren en dus ook grote vermogens in de luidspreker opwekken.

Het vergroten van het uitgangsvermogen

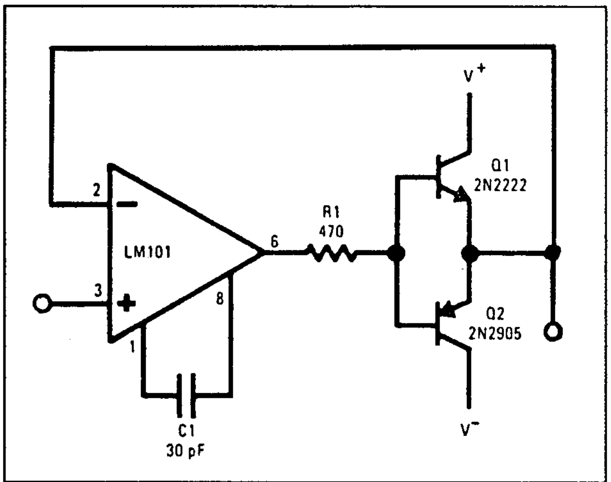
Zoals reeds gezegd heeft een spanningsvolger met een operationele versterker een zeer lage uitgangsimpedantie.
Waarden van enige mΩ zijn geen uitzondering! Men zou dus kunnen denken dat zo'n schakeling in staat is grote stromen te leveren.
Over deze lage impedantie zou dan immers maar heel weinig spanning vallen. Dat is echter niet het geval! De zeer lage uitgangsimpedantie is immers maar schijn. Deze wordt veroorzaakt door het regelmechanisme in de op-amp dat er voor zorgt dat het spanningsverschil tussen beide ingangen nul blijft. Gaat men echter de schakeling te zwaar belasten, dan zal de op-amp niet in staat zijn dat regelsysteem te handhaven, met als gevolg dat de uitgangsspanning kleiner wordt dan de ingangsspanning. Bovendien heeft de op-amp natuurlijk uit zichzelf maar een beperkte stroomcapaciteit aan de uitgang.

Wil men een spanningsvolger met op-amp belasten met een lage afsluitweerstand, dan zal men aan de uitgang van de schakeling externe schakelingen moeten aanbrengen, die de stroomcapaciteit opvoeren.
Er zijn verschillende systemen in gebruik, die in de volgende paragraafjes besproken worden.

De complementaire eindtrap zonder ruststroom

De eenvoudigste manier om aan een spanningsvolger meer vermogen te onttrekken is de uitgang van de operationele versterker af te sluiten met een complementaire eindtrap. Het basisschema is getekend in figuur 10/1.2-15.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-15: Een complementaire eindtrap voert het uitgangsvermogen van een spanningsvolger op.

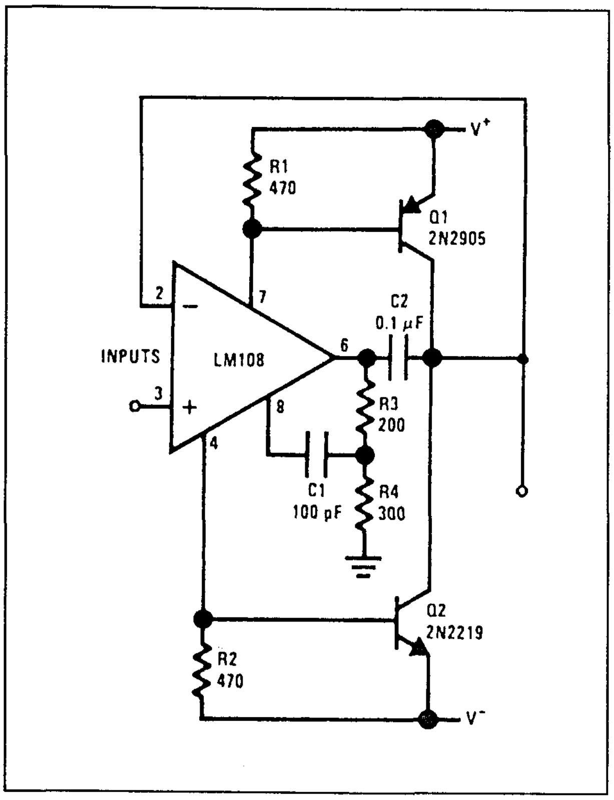
De uitgang van de op-amp gaat via een kleine weerstand naar de basissen van twee complementaire transistoren. Deze staan in serie geschakeld tussen beide voedingsspanningen. De gemeenschappelijke emitter-aansluiting is de uitgang van de schakeling. Deze wordt weer rechtstreeks teruggekoppeld naar de inverterende ingang van de op-amp.
De uitgangsstroom die deze schakeling kan leveren wordt bepaald door het soort transistoren dat wordt gebruikt. Niet alleen hun maximale collectorstroom en hun maximale vermogen speelt een rol, maar ook hun stroomversterking.
De stroomversterking van de halfgeleiders moet zo groot zijn dat de uit de uitgang van de op-amp getrokken basisstromen binnen het bereik van de op-amp vallen, ook bij maximale uitgangsstroom.
De weerstand R1 is noodzakelijk om de schakeling te stabiliseren tegen oscillatieneigingen. Deze weerstand beperkt de basisstroom van de eindtransistoren en daarmee dus ook de collectorstromen.

Deze schakeling heeft een bepaalde dode zone rond de nul. Als de ingangsspanning 0 V is zullen beide transistoren sperren. Stel dat de ingangsspanning wordt verhoogd tot +0,3 V. In principe zou men dezelfde spanning op de uitgang van de op-amp moeten terug vinden. Maar dan zouden de transistoren nog steeds sperren! Deze gaan immers eerst geleiden als er meer dan 0,56 V tussen basis en emitter staat. De uitgang van de schakeling zou dus op 0 V blijven staan. Maar dan ontstaat er een spanningsverschil tussen de twee ingangen van de op-amp. Het gevolg is dat het interne regelmechanisme in werking treedt en de op-amp zijn uitgang zo ver positief maakt dat de bovenste transistor gaat geleiden. Dat regelproces gaat door tot er op de uitgang van de schakeling een spanning van +0,3 V staat. Dan wordt weer voldaan aan de spanningsgelijkheid tussen beide ingangen. Op dat moment staat er echter ongeveer 0,9 V op de uitgang van de op-amp.
Door het regelsysteem van de op-amp wordt de dode zone, oftewel de cross-over vervorming van de eindtrap geëlimineerd. Dat gaat echter alleen goed bij lage frequenties. Boven de 10 kHz zal de op-amp niet snel genoeg zijn om de dode zone zonder vervorming op de uitgang te compenseren.
Vanwege deze dode zone is deze schakeling niet zo geschikt voor het verwerken van sinussignalen, zoals te doen gebruikelijk in audioschakelingen. Maar men kan deze schakeling wel gebruiken voor het besturen van kleine gelijkstroommotoren in modelbouw of in plotters.

Complementaire eindtrap met ruststroom

In figuur 10/1.2-16 is een spanningsvolger met complementaire eindtrap getekend, waarbij de eindtransistoren in rust door een bepaalde ruststroom worden doorlopen. Hierdoor wordt de dode zone van de vorige schakeling opgeheven.
De ruststroom ontstaat doordat de basis-emitter overgangen van beide transistoren zijn aangesloten over weerstanden, die in serie met de voedingspennen van de op-amp zijn opgenomen. De terugkoppeling zorgt ervoor dat de schakeling stabiel blijft.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



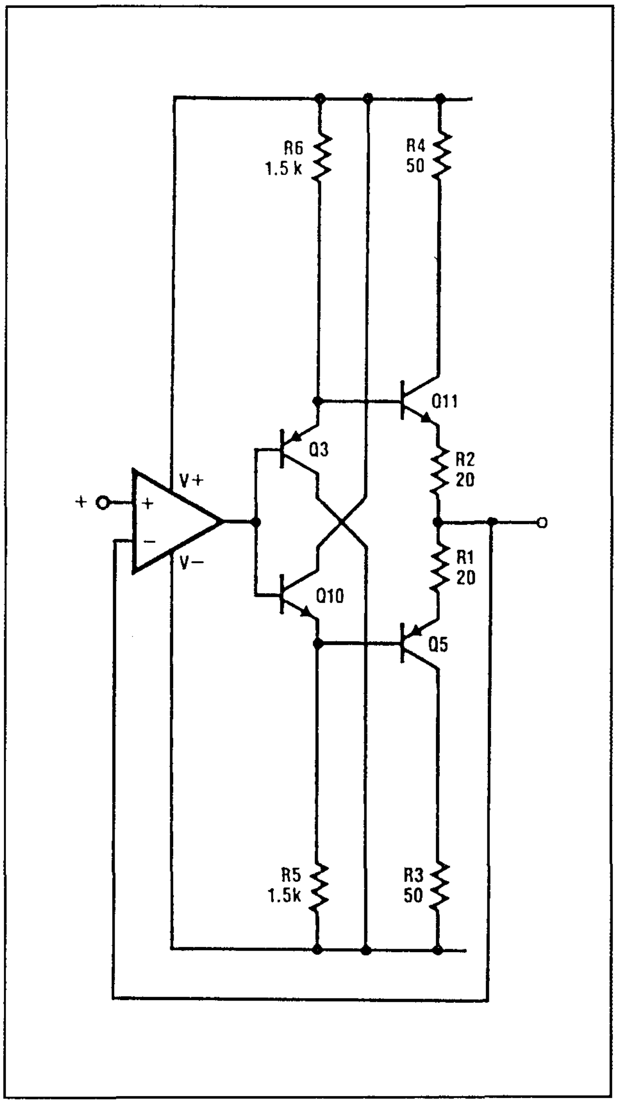
Figuur 10/1.2-16: Complementaire eindtrap met ruststroom.

Als een van de transistoren meer zou gaan geleiden dan de andere, dan zal de spanning op de uitgang ongelijk worden aan de spanning op de ingang. Het regelsysteem van de op-amp stuurt dan de te veel geleidende transistor met een kleinere stroom, zodat het evenwicht hersteld wordt. Vandaar dat dit schema zeer temperatuurstabiel is.

De getekende schakeling is in staat een uitgangsstroom van +/-50 mA te leveren. Doordat de uitgangstrap nu niet de vorm heeft van emittervolgers kan men de uitgang tot bijna tegen de voedingsspanningen uitsturen. Door het vloeien van ruststroom is de cross-over vervorming tamelijk laag, hoewel niet gelijk aan nul.

De cross-over-loze eindtrap

In figuur 10/1.2-17 is een schakeling getekend die absoluut vrij is van cross-over vervorming.

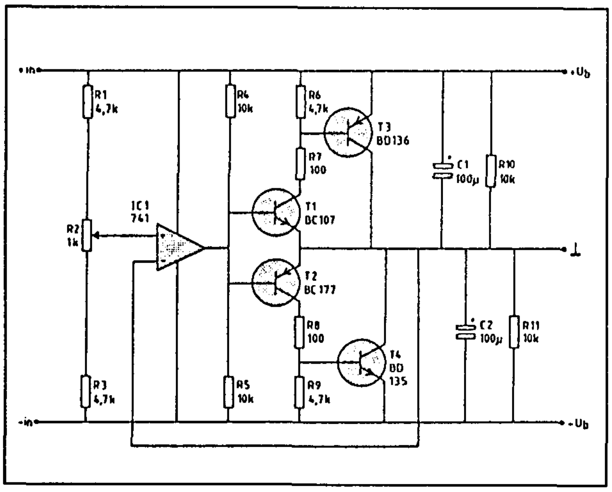


Figuur 10/1.2-17: Een uitgangstrap zonder cross-over vervorming.

De eindtrap bestaat nu uit twee complementaire PNP/NPN-combinaties. Ook nu vloeit er een ruststroom door de eindtransistoren Q11 en Q5. De waarde van deze ruststroom wordt bepaald door de weerstanden R6 en R5. Door het tussen schakelen van de weerstanden R2 en R1 is de schakeling extra gestabiliseerd tegen temperatuursverloop. Als namelijk de ruststroom zou stijgen, dan zal de spanningsval over deze weerstanden toenemen. Het gevolg is dat de basis-emitter spanningen van de twee eindtransistoren kleiner worden en dat de ruststroomstijging

wordt tegengewerkt. Dat systeem is ook bekend van laagfrequent eindversterkers en werkt uitstekend.
De PNP/NPN-combinaties hebben een zeer grote stroomversterking. Het gevolg is dat deze schakeling in staat is stromen te leveren in het ampére-bereik.

Door de specifieke opbouw van de schakeling zal de uitgangsspanning van de op-amp klein blijven, ook bij maximale uitsturing. De op-amp levert namelijk basisstroom aan Q3 en Q10 en geen spanning! Vandaar dat deze schakeling een vrij groot frequentiebereik heeft, omdat de beperkte stijgtijd van de op-amp niet zo'n grote rol speelt. Bandbreedtes tot 5 MHz zijn zonder al te grote problemen te realiseren, bij stijgtijden van 10 V/µs.



Figuur 10/1.2-18: Een toepassing van de beschreven schakeling als spanningssplitser.

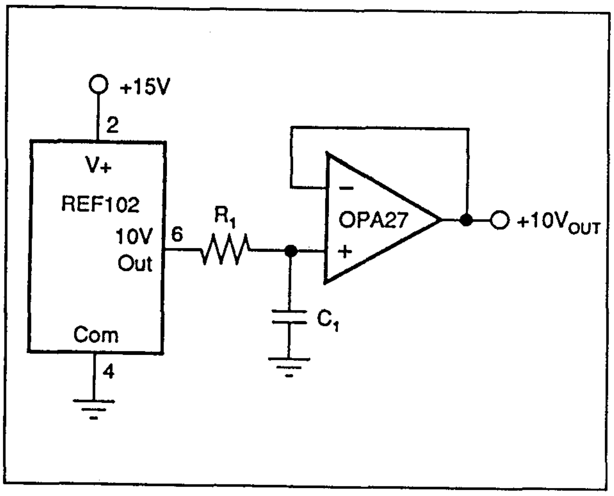
In figuur 10/1.2-18 is een voorbeeld van een dergelijke schakeling gegeven. Met deze schakeling, een zogenaamde spanningssplitser, kan men de uitgangsspanning van een voeding omzetten in twee symmetrische spanningen. De schakeling creëert een kunstmatig massapunt dat precies op de helft van de uitgangsspanning van de voeding is gelegen. De positieve klem van de voeding wordt dan de positieve voeding ten opzichte van dit massapunt. De negatieve aansluiting van de voeding wordt de negatieve voeding ten opzichte van dit massapunt.
Met behulp van de instelpotentiometer aan de ingang kan men beide uitgangsspanningen exact gelijk aan elkaar maken. De schakeling kan asymmetrisch belast worden. Het regelsysteem van de op-amp zal er voor zorgen dat in dat geval de ene eindtransistor meer gaat geleiden dan de andere, waardoor de onevenwichtige belasting wordt gecompenseerd en de uitgangsspanningen toch symmetrisch blijven ten opzichte van het kunstmatige massapunt.

Toepassingen van spanningsvolgers
Spanningsvolgers worden op alle plaatsen in een schakeling gebruikt, waar een signaal over een zo grote impedantie staat dat verdere verwerking onmogelijk is.
In de volgende paragrafen worden enige voorbeelden gegeven.

Afsluiten van spanningsreferenties
Spanningsreferenties hebben meestal een tamelijk lage uitgangsimpedantie en het afsluiten met een spanningsvolger heeft op zich dan ook niet erg veel zin. Anders wordt het als men na de uitgang van de spanningsreferentie een RC-filtertje zet dat tot taak heeft de referentiespanning te zuiveren van ruis. De weerstand van dit filter verhoogt de uitgangsimpedantie van de referentie en het gevolg is dat de uitgangsspanning kan gaan dalen als de schakeling belast wordt.

Om dit te voorkomen moet men tussen het filtertje en de belasting van de referentie een spanningsvolger opnemen.
Een voorbeeldschakeling is getekend in figuur 10/1.2-19.
De impedantie van het ruisfilter R1-C1 is laag vergeleken met de ingangsimpedantie van de spanningsvolger. Er zal dan ook geen spanning over de weerstand vallen, zodat de uitgangsspanning van het referentie-IC onverzwakt wordt terug gevonden op de uitgang van de spanningsvolger.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



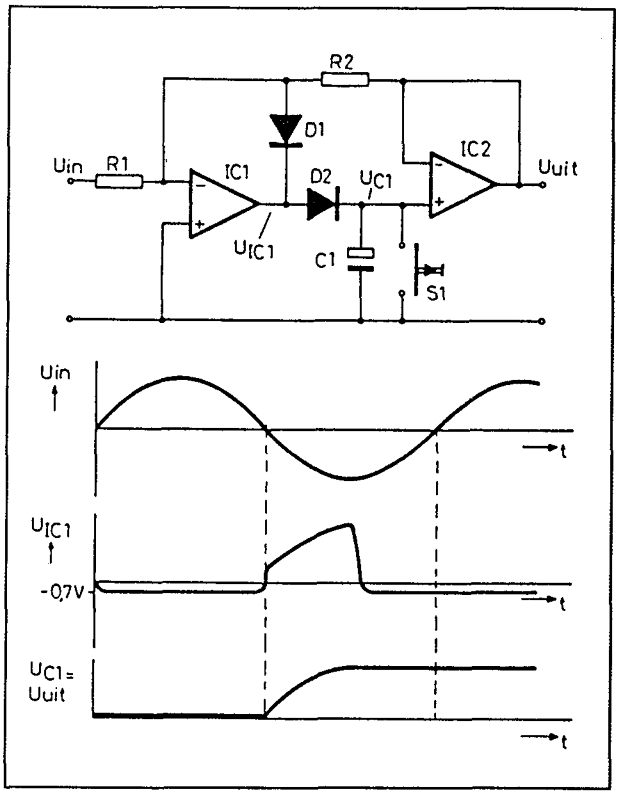
Figuur 10/1.2-19: Een spanningsvolger als afsluiting van een gefilterde referentie.

Geheugenfunctie bij een topdetector

In figuur 10/1.2-20 wordt een spanningsvolger gebruikt om de topwaarde van een signaal, gedetecteerd door een topdetector, te bewaren. De topdetector is opgebouwd rond IC1.

Wat bij deze schakeling van belang is om te weten is dat de topwaarde van het negatieve gedeelte van het signaal verschijnt over de condensator C1 als positieve spanning. De spanningsvolger rond IC2 is aangesloten over de condensator. De ingangsimpedantie is erg groot, zodat de condensator niet kan ontladen. De topwaarde staat ter beschikking aan de uitgang van de buffer en wordt via R2 teruggekoppeld naar de ingang van de topdetector. Op deze manier wordt de versterking van de schakeling ingesteld. Door het indrukken van de drukknop S1 wordt de condensator ontladen en zal de schakeling de topwaarde van een nieuwe negatieve piek in het ingangssignaal over de condensator zetten.

Een dergelijke schakeling is heel handig om de luidste passage in een muzieksignaal over langere tijd op te sporen. Op deze manier kan men de opnamesterkteregeling van bijvoorbeeld een recorder precies zo afregelen dat ook de luidste piek in het signaal de band niet zal oversturen.



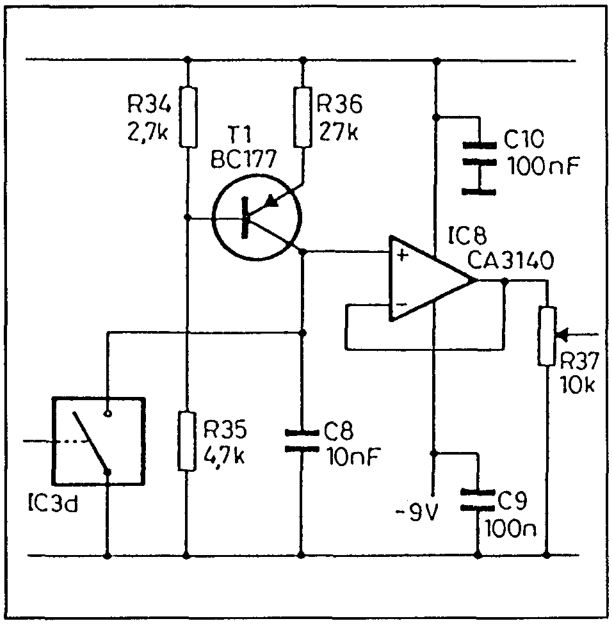
Figuur 10/1.2-20: Topdetector, waarbij een spanningsvolger ervoor zorgt dat de condensator van de detector niet kan ontladen.

Afsluiten van een zaagtandgenerator

In figuur 10/1.2-21 is een eenvoudige zaagtandgenerator getekend. De generator bestaat uit een constante stroombron rond transistor T1. De constante collectorstroom laadt de condensator C8 lineair op. Als de zaagtand zijn gewenste waarde bereikt heeft wordt de elektronische schakelaar IC3d even gesloten. De condensator wordt ontladen en er kan een nieuwe zaagtandperiode opgebouwd worden.

De condensator heeft een kleine waarde en bijgevolg is ook de laadstroom gering. Als men nu de belasting van de generator rechtstreeks over de condensator zou aansluiten, dan zou de ingangsimpedantie van deze belasting een stroom trekken uit de opladende condensator. Deze stroom zou niet constant zijn, maar groter worden naarmate de zaagtandspanning steeg.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



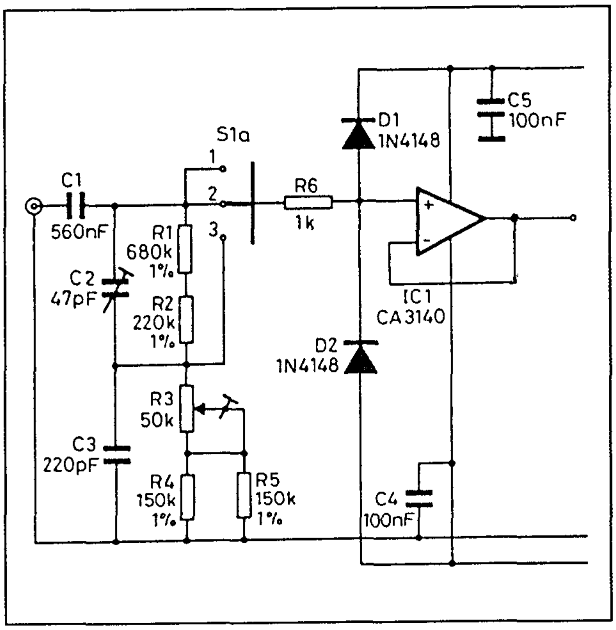
Figuur 10/1.2-21: Het afsluiten van een zaagtandgenerator.

Het gevolg zou zijn dat de condensator niet lineair zou opladen en dat de zaagtandspanning dus niet lineair zou stijgen.
Het zal duidelijk zijn dat zo'n probleem opgelost kan worden door de condensator af te sluiten met een spanningsvolger. Dat is op-amp IC8 in dit schema. De ingangsimpedantie van de schakeling is zo groot dat de ingangsstroom volledig te verwaarlozen is ten opzichte van de laadstroom van de condensator. Op de uitgang van de spanningsvolger staat de zaagtand over een zeer lage impedantie. Met behulp van de potentiometer R37 kan men de zaagtand aftakken en naar de rest van de schakeling sturen.

Afsluiten van een spanningsdeler

In vele meetschakelingen treft men in de ingang een resistieve spanningsdeler aan. Met deze schakeling kan men het meetbereik van het meetapparaat instellen op bijvoorbeeld 1 V, 10 V, 100 V en 1.000 V. Meestal zijn deze spanningsdelers zeer hoog-ohmig uitgevoerd. Hoe hoog-ohmiger, hoe minder immers de schakeling waarin gemeten wordt verstoord wordt! De deler bestaat uit een aantal zeer nauwkeurige in serie geschakelde weerstanden. Ieder knooppunt gaat naar een contact van een draaischakelaar. Op het moedercontact van de schakelaar staat de door 1, door 10, door 100 of door 1.000 gedeelde ingangsspanning ter beschikking.

Een dergelijke spanningsdeler is echter zeer gevoelig voor belasting! De belasting vormt immers een parallelweerstand die via de schakelaar parallel wordt geschakeld over een aantal weerstanden van de delerketen. Daardoor zal de onderlinge verhouding van de weerstanden van de deler gewijzigd worden, waardoor de deelverhouding anders wordt dan 1/10/1.00/1.000.
Dat kan uiteraard niet, want daardoor gaat de nauwkeurigheid van het meetapparaat verloren.



Figuur 10/1.2-22: Het afsluiten van een geijkte spanningsdeler.

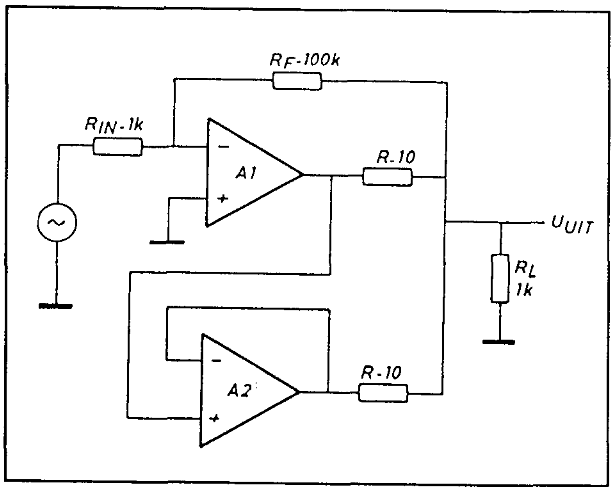
Ook nu kan dit probleem opgelost worden door het afsluiten van de spanningsdeler met een spanningsvolger. Het moedercontact van de schakelaar S1a gaat naar de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Op de uitgang van de op-amp staat dezelfde spanning als op het moedercontact

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

van de schakelaar, maar nu over een verwaarloosbare impedantie.
De twee dioden D1 en D2 beschermen, samen met weerstand R6, de op-amp tegen te grote ingangsspanningen. Als men de schakelaar in een verkeerde stand zet en er zou bijvoorbeeld een spanning van +50 V aangevoerd worden, dan gaat de diode D1 geleiden en zal de ingang van de op-amp op +18,6 V komen te staan (als de schakeling gevoed wordt tussen +/-18 V). De rest van de ingangsspanning valt over de weerstand R6.

Parallel schakelen aan een andere op-amp

Tot slot van dit subhoofdstuk een tamelijk ongewone toepassing van een spanningsvolger. Als men met viervoudige operationele versterkers werkt in een schakeling, dan kan het gebeuren dat men één op-ampje in zo'n IC over houdt. Men zou dit onderdeel kunnen gebruiken om de stroomcapaciteit van een van de drie overige op-amp's in dat IC te verdubbelen.



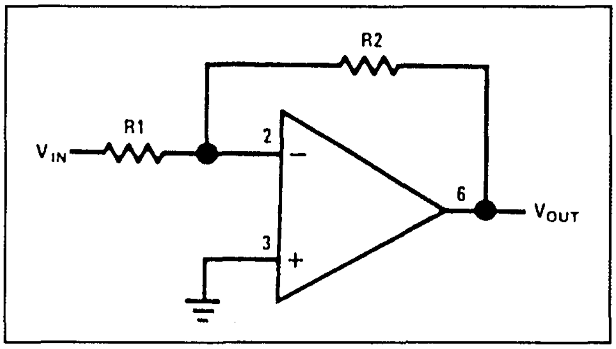
Figuur 10/1.2-23: Het verdubbelen van de stroomcapaciteit van een op-amp door het parallel schakelen van een spanningsvolger.

Hoe dat moet is getekend in figuur 10/1.2-23. De versterker A1 is de op-amp waarvan men de uitgangsstroom wil verhogen. Men schakelt nu de overtollige op-amp A2 als spanningsvolger. De niet-inverterende ingang gaat naar de uitgang van de eerste op-amp. De twee uitgangen van de op-amp's gaan via kleine weerstanden naar de uitgang van de schakeling. Op deze eenvoudige manier heeft men de stroomcapaciteit van de bovenste schakeling verdubbeld!

De omkeerversterker

Definitie

Een omkeerversterker is een versterker die de absolute waarde van het ingangssignaal niet aantast, maar wél de polariteit ervan verandert.
In figuur 10/1.2-24 is het algemene verband tussen de in- en de uitgangsspanning van een omkeerversterker getekend.
Wiskundig kan men de werking van een omkeerversterker definiëren door te stellen dat de spanningsversterking gelijk is aan -1.

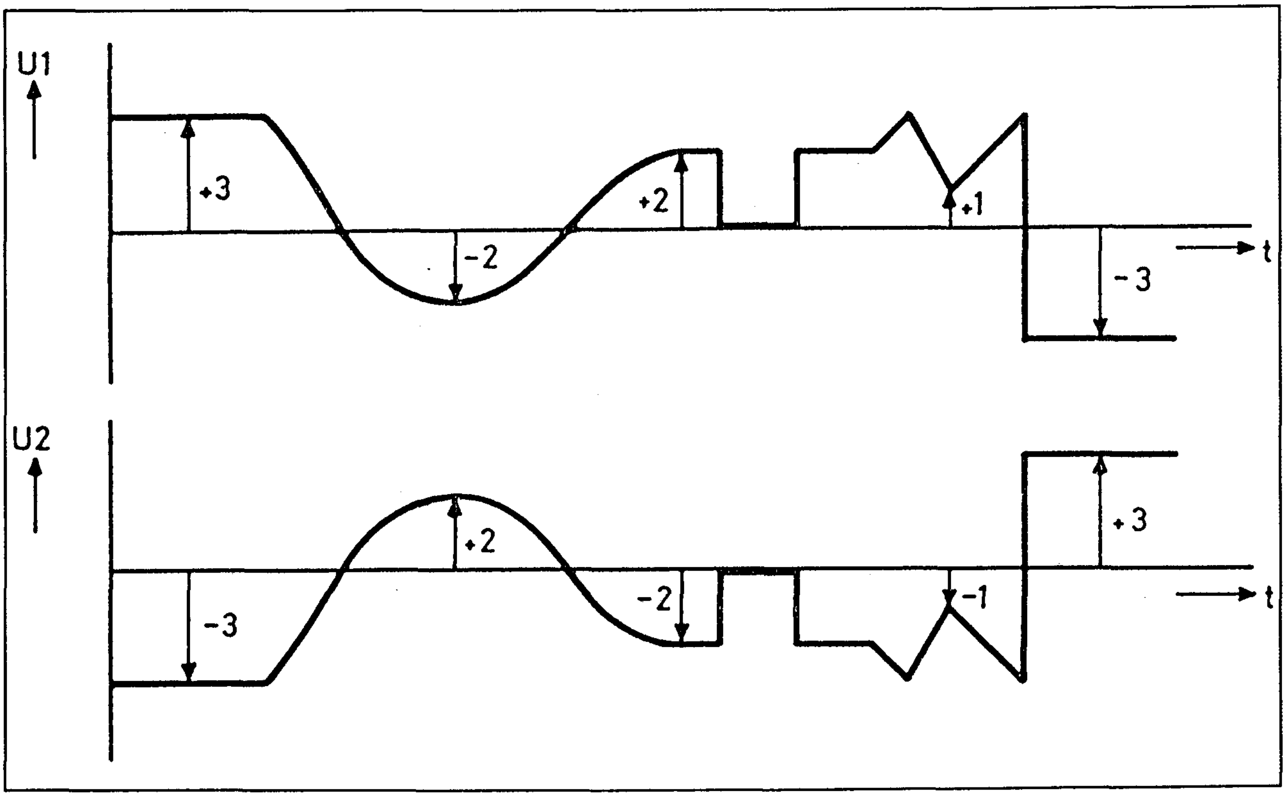


Figuur 10/1.2-25: Het basisschema van een omkeerversterker.

Basis-schakeling

De basis-schakeling van een omkeerversterker met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.2-25.
De niet-inverterende ingang van de operationele versterker gaat rechtstreeks naar de massa. De inverterende ingang is aangesloten op het knooppunt van twee weerstanden R1 en R2, die **even groot zijn**. Eén weerstand gaat naar de ingangsspanning U_{IN}, de tweede gaat naar de uitgang.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

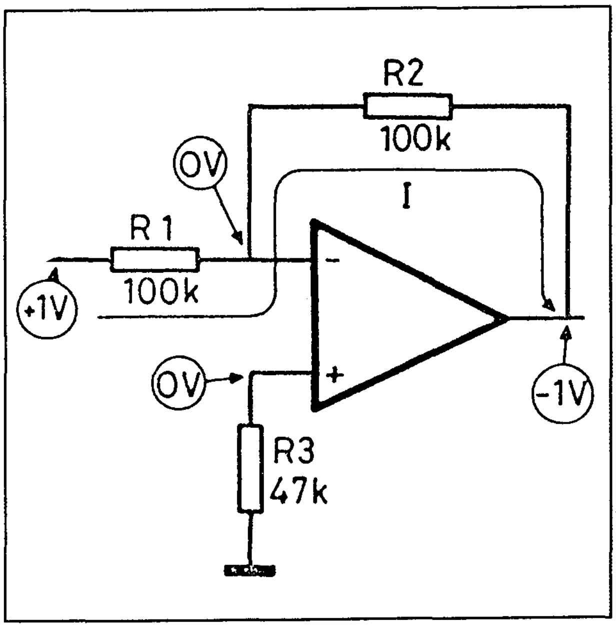


Figuur 10/1.2-24: De in- en de uitgangsspanning van een omkeerversterker.

Belangrijkste eigenschap van een omkeerversterker is dat beide weerstanden identiek zijn!

Verklaring van de werking

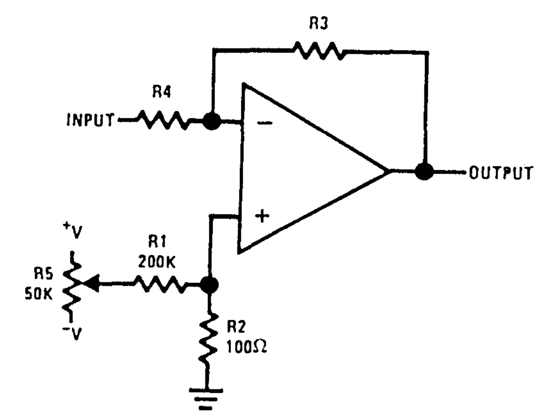
In figuur 10/1.2-26 is het schema van de omkeerversterker nog eens getekend, maar nu met ingevulde spanningen en stromen. Zoals steeds bij schakelingen met operationele versterkers, kan de werking verklaard worden aan de hand van het gegeven dat de op-amp er naar zal streven de spanningen op beide ingangen identiek te maken. Aan de ingang van de schakeling wordt een spanning van +1 V gelegd. De niet-inverterende ingang van de op-amp ligt aan de massa en staat dus op een spanning van 0 V. De op-amp zal er voor zorgen dat ook de inverterende ingang op een spanning van 0 V komt te staan. Over de weerstand R1 valt dus een spanning van 1 V.



Figuur 10/1.2-26: Verklaring van de werking van de omkeerversterker met operationele versterker.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Het gevolg is dat door deze weerstand een bepaalde stroom I vloeit, waarvan de waarde wordt bepaald door de grootte van de ingangsspanning en de waarde van de weerstand R1. Deze stroom I kan alleen afvloeien via de weerstand R2. De inverterende ingang van de op-amp heeft immers een zeer grote weerstand en de stroom die via deze weerstand afvloeit is te verwaarlozen. Het gevolg is dat de volle stroom I door de weerstand R2 vloeit en over deze weerstand een spanning opwekt. Omdat beide weerstanden even groot zijn zal de spanningsval over beide weerstanden identiek zijn. Over R1 valt een spanning van 1 V, dezelfde spanning kan men meten over weerstand R2. Maar omdat de stroom I de twee weerstanden in identieke richting doorloopt zullen ook de polariteiten van beide spanningen identiek zijn. De linker aansluiting van R1 is positief ten opzichte van de rechter aansluiting. Hetzelfde geldt voor R2 en omdat de linker aansluiting op 0 V staat moet de rechter op een spanning van -1 V staan!
De uitgangsspanning heeft dus dezelfde grootte als de ingangsspanning, maar de tegengestelde polariteit.



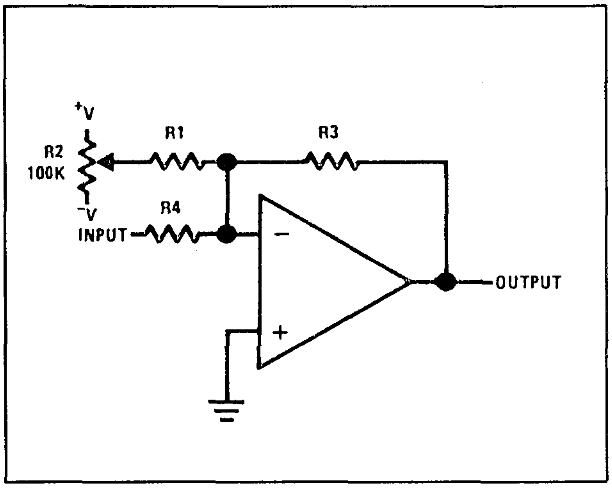
Figuur 10/1.2-27: De offsetcompensatie bij een omkeerversterker.

Eigenschappen van de omkeerversterker
De ingangsimpedantie van een omkeerversterker wordt volledig bepaald door de waarde van de weerstand R1. De inverterende ingang ligt immers op 0 V en deze spanning wordt door de schakeling gezien als "massa". Hoewel deze ingang niet echt aan de massa ligt lijkt het, zuiver technisch gezien, wel zo. Dat noemt men een "virtueel massapunt" en deze techniek kan gebruikt worden voor het bouwen van mengversterkers (zie later).
Zoals ondertussen bekend is de spanningsversterking van een omkeerversterker gelijk aan -1.

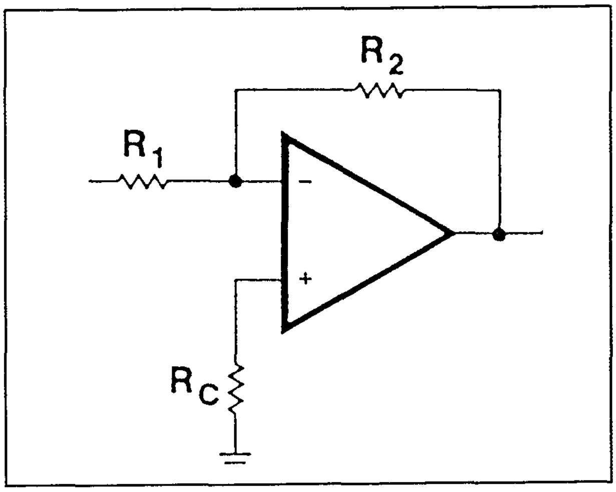
Offsetcompensatie bij de omkeerversterker
Als men gebruik maakt van viervoudige operationele versterkers en de offsetcompensatie dus extern moet aanbrengen, dan kan men gebruik maken van de schakeling die in figuur 10/1.2-27 getekend is.
De niet-inverterende ingang gaat nu niet rechtstreeks naar de massa, maar via een kleine weerstand R2. Over deze weerstand wordt de compensatiespanning aangesloten.
Het bereik van de compensatie wordt gegeven door de formule:
BEREIK = +/-U x (R2/R1)
Hierbij staat +/-U voor de waarde van de voedingsspanningen van de schakeling.

In figuur 10/1.2-28 wordt een alternatieve offsetcompensatie gegeven. Hierbij blijft de niet-inverterende ingang aan de massa en wordt de compensatie toegevoerd onder de vorm van een kleine stroom, die naar de inverterende ingang vloeit. Deze stroom wordt afgeleid uit de spanning die op de loper van de instelpotentiometer R2 staat en vloeit via de weerstand R1 naar de inverterende ingang. Deze compensatiestroom wordt dus opgeteld bij of afgetrokken van de stroom die door de ingangsspanning via de weerstand R4 geleverd wordt.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-28: Een alternatieve schakeling voor de offsetcompensatie bij de omkeerversterker.



Figuur 10/1.2-29: Het basisschema van de inverterende versterker.

Praktische toepassingen van de omkeerversterker

Een omkeerversterker kan bijvoorbeeld worden gebruikt als men twee wisselspanningssignalen nodig heeft, die ten opzichte van elkaar geïnverteerd zijn. Nu eindversterkers met buizen weer populair worden, kan men in dat soort push-pull eindtrappen omkeerversterkers inzetten voor het genereren van de twee 180° in fase verschoven signalen, waarmee men de stuurroosters van de eindpenthoden moet sturen.

De inverterende versterker

Inleiding

Een inverterende versterker heeft in principe dezelfde opbouw als een omkeerversterker. De omkeerversterker is immers een speciaal geval van de inverterende versterker, waarbij de spanningsversterking gelijk wordt gesteld aan -1.

Voor de duidelijkheid wordt het basisschema van een inverterende versterker nog eens getekend in figuur 10/1.2-29.

Het enige verschil met het basisschema van de omkeerversterker is dat de niet-inverterende ingang nu niet rechtstreeks naar de massa gaat, maar via een weerstand R_C.

Deze weerstand beïnvloedt de fundamentele eigenschappen van de schakeling niet, maar speelt wel een ondergeschikte rol in het terugdringen van de invloed van de offsetstroom op de schakeling. De waarde van deze weerstand is gelijk aan de waarde van de parallelschakeling van de weerstanden R1 en R2. Het komt er op neer dat tussen de beide ingangen en de massa een even grote weerstand staat.

De versterking van de inverterende versterker

De versterking van de schakeling wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2. Hoe groter R2 ten opzichte van R1, hoe groter de versterking. Deze verhouding is in een erg eenvoudige formule samen te vatten:

$$U_{uit} = -U_{in} \times (R2/R1)$$

Het minus-teken duidt op de inverterende werking van de schakeling.

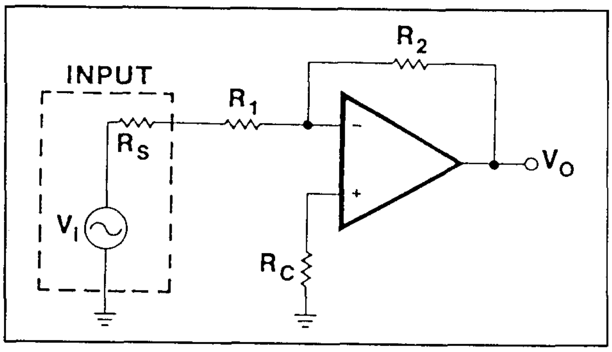
De verklaring van deze versterkingsfactor kan op dezelfde manier gebeuren als bij de omkeerversterker. Als er aan de ingang een spanning wordt aangelegd, dan zal deze spanning een stroom door de weerstand R1 sturen. Omdat de inverterende ingang op massapotentiaal staat, wordt de grootte van deze stroom alleen bepaald door de waarde

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

van de ingangsspanning en van de weerstand. Deze stroom kan alleen via de weerstand R2 afvloeien naar de uitgang. Over deze weerstand wordt dus ook een spanning opgewekt, waarvan de grootte afhankelijk is van de waarde van de weerstand en van de stroom. Als R2 gelijk is aan 2 x R1, dan zal er ook een dubbel zo grote spanning over R2 ontstaan. Omdat de linker aansluiting van deze weerstand aan de massa ligt, zal deze spanning dus op de uitgang verschijnen.
Een inverterende versterker waarvan de weerstand R1 gelijk is aan 1 kΩ en de weerstand R2 gelijk is aan 100 kΩ zal dus honderd keer versterken. Een wel heel eenvoudige manier om de versterkingsfactor van een schakeling op een gewenste waarde in te stellen!

De invloed van de bron

Er zijn een aantal schakeltechnische factoren die aan dit prachtige theoretische principe afbreuk doen.
Op de eerste plaats hangt de versterking van de schakeling helaas niet alleen af van de verhouding tussen R1 en R2. Dat kan verklaard worden aan de hand van het schema van figuur 10/1.2-30.



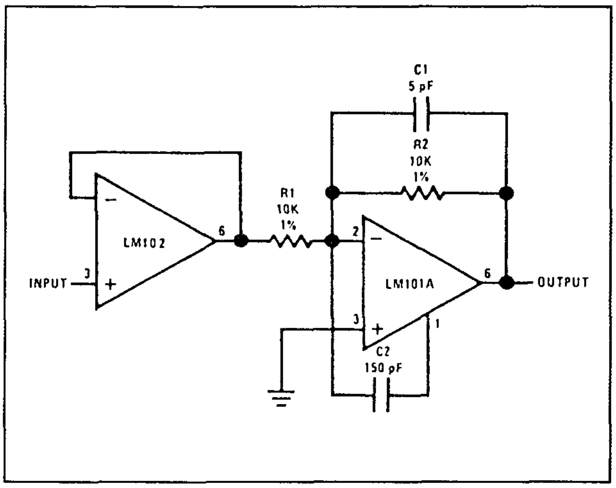
Figuur 10/1.2-30: De invloed van de uitgangsimpedantie van de bron op de versterking van de schakeling.

De inverterende versterker wordt uiteraard aangesloten op een signaalbron. Deze schakeling levert een spanning, in de meeste gevallen een wisselspanning, maar heeft een bepaalde uitgangsimpedantie. In het schema wordt deze voorgesteld door de weerstand R_S. Deze weerstand staat in serie met de weerstand R1 van de inverterende versterker. Het lijkt dus net alsof deze weerstand groter wordt! Het gevolg is dat de versterkingsfactor van de schakeling in de praktijk gegeven wordt door de formule:

$$U_{uit} = -U_{in} \times [R2/(R1+R_S)]$$

De praktische versterkingsfactor is dus lager dan de theoretische.

Moet men een versterker ontwerpen met een zeer nauwkeurig vastgestelde versterkingsfactor, dan zal men op de een of andere manier de invloed van de uitgangsimpedantie van de bron moeten uitsluiten. Dat is alleen mogelijk door tussen de bron en de inverterende versterker een spanningsvolger te schakelen. Een praktisch bruikbare schakeling is getekend in figuur 10/1.2-31.
De versterkingsfactor van de schakeling is nu alleen maar afhankelijk van de verhouding van de weerstanden R1 en R2 en wordt niet meer beïnvloed door de bron.



Figuur 10/1.2-31: Een inverterende versterker met een nauwkeurige, niet beïnvloedbare, versterkingsfactor.

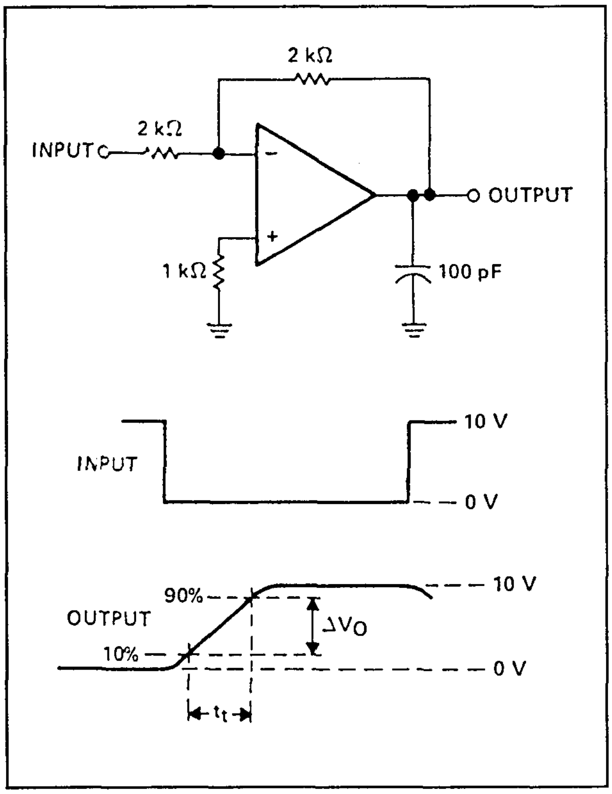
Het frequentiegedrag van de inverterende versterker

In het schema van figuur 10/1.2-31 zijn een aantal kleine condensatoren aanwezig. Deze hebben niets te maken met de instel-

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

ling van de versterkingsfactor, maar alles met het gedrag van de schakeling als er signalen met een hoge frequentie worden aangeboden.

In figuur 10/1.2-32 is getekend wat er gebeurt als men aan een inverterende versterker een blokspanning aanlegt.

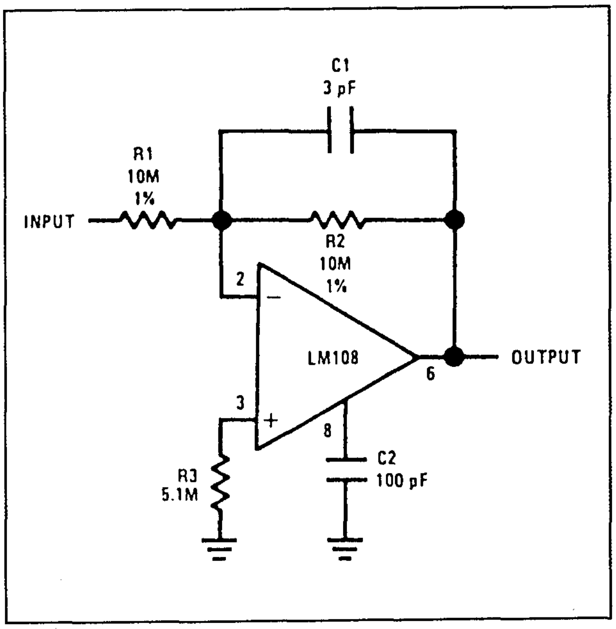


Figuur 10/1.2-32: Het gedrag van een inverterende versterker als er wisselspanning versterkt moet worden.

Op de uitgang van de schakeling staat een paracitaire capaciteit naar de massa geschakeld. Een gevolg van het feit dat iedere geleider een bepaalde capaciteit heeft naar de massa, dus ook de printspoortjes op de print. Door deze capaciteit zal de versterking voor hogere frequenties beïnvloed worden en wel zo dat de versterking veel lager is dan deze voor gelijkspanning. Dat verschijnsel wordt erger naarmate de schakeling is ingesteld op een hogere versterkingsfactor. Hoe hoger deze waarde, hoe groter immers R2 en hoe meer invloed de capaciteit op de schakeling heeft.

Het gevolg van een en ander is dat de uitgangspuls geen mooie blokvormige puls is, maar dat de voor- en de achterflank behoorlijk vertraagd worden.

Dit verschijnsel kan gelukkig voor een deel gecompenseerd worden door de operationele versterker te voorzien van een frequentiecompensatie. Het basisschema van deze compensatie is getekend in figuur 10/1.2-33.



Figuur 10/1.2-33: Frequentie-compensatie bij een inverterende versterker.

Het voornaamste onderdeel is de condensator C2. Deze wordt meestal geschakeld tussen de "FREQCOMP"-aansluiting van de operationele versterker en de massa. Maar een en ander is volledig afhankelijk van de interne schakelingen in de op-amp! Soms zijn er twee dergelijke ingangen aanwezig en is het de bedoeling de condensator daartussen op te nemen. Ook de waarde van dit onderdeel hangt af van het type op-amp. Vandaar dat men voor het compenseren van een op-amp steeds de gegevens van de fabrikant moet raadplegen.

Deze condensator zorgt ervoor dat de interne schakelingen in het IC overgecompenseerd worden. Daardoor neemt de versterking voor hogere frequenties toe, waardoor het effect van de paracitaire capaciteit op de uitgang wordt gecompenseerd.

Maar het introduceren van deze compensatie heeft wel tot gevolg dat op de uitgang "overshoots" ontstaan. Als de spanning heel snel van het ene naar het andere niveau springt, dan zal de spanning op de uitgang iets "doorschieten", er verschijnen uitstervende oscillaties op de top van de signaalflank.
Om dit verschijnsel weer te compenseren wordt er over de terugkoppelingsweerstand R2 een kleine condensator geschakeld. Deze heeft tot gevolg dat de versterkingsfactor voor hogere frequenties iets kleiner is dan voor gelijkspanning. De impedantie van de condensator staat immers parallel geschakeld over de weerstand R2. De impedantie van een condensator neemt af als de frequentie van het signaal stijgt. Voor lage frequenties zal de impedantie van de condensator veel en veel hoger zijn dan de waarde van de weerstand R2. Men kan zijn invloed dan verwaarlozen. Voor hoge frequenties echter wordt de impedantie van de condensator vergelijkbaar met de waarde van de weerstand. De reële waarde van de terugkoppelingsweerstand gaat dus dalen en daarmee ook de versterking.

De waarde van de twee compensatiecondensatoren is tamelijk kritisch en deze moeten van specifieke schakeling tot specifieke schakeling zorgvuldig op elkaar afgestemd worden. Ontwerpt men zélf schakelingen, dan zal men met behulp van functiegenerator en oscilloscoop de compensatie experimenteel moeten bepalen door eerst een geschikte waarde voor C2 uit te zoeken en nadien de waarde van C1 aan te passen tot de schakeling minimale stijgtijden combineert met minimale overshoot op de flanken van het signaal.

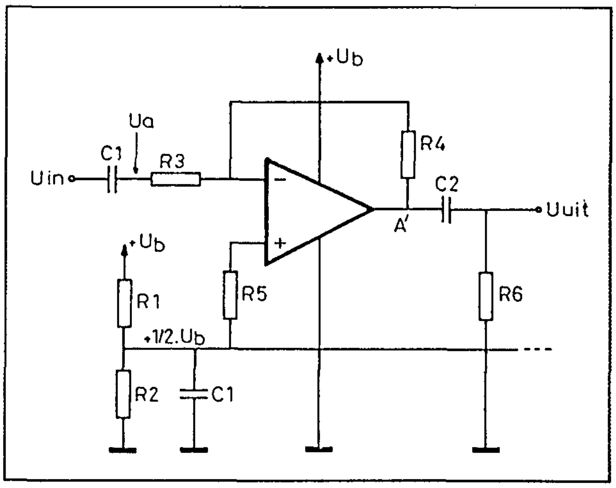
De offsetcompensatie van de inverterende versterker

Hiervoor kunnen dezelfde schakelingen worden gebruikt die reeds zijn besproken bij de omkeerversterker.

Niet-symmetrische voeding

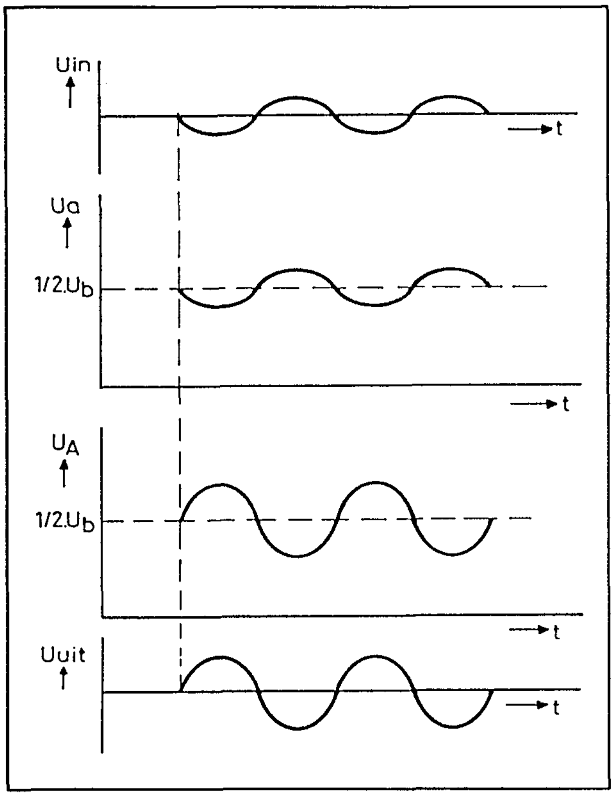
De tot nu toe beschreven schakelingen gaan er allemaal van uit dat de operationele versterker uit symmetrische spanningen wordt gevoed. Er staan twee even grote voedingsspanningen ter beschikking, maar met tegengestelde polariteit.
Doordat de niet-inverterende ingang van de op-amp rechtstreeks of via een weerstand verbonden is met de massa staan beide ingangen ingesteld op 0 V, hetgeen precies het midden van het voedingsbereik is. De schakeling kan dus zowel positief als negatief maximaal uitgestuurd worden.

Vaak zal men echter een inverterende versterker moeten gebruiken in een schakeling waar maar één meestal positieve voedingsspanning ter beschikking staat. Men kan dan het schema gebruiken dat in figuur 10/1.2-34 getekend is. De werking van de schakeling wordt verklaard aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.2-35.



Figuur 10/1.2-34: Het voeden van een inverterende versterker uit één voedingsspanning.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-35: De werking van de schakeling grafisch toegelicht.

De operationele versterker wordt gevoed tussen de positieve voedingsspanning $+U_b$ en de massa. De niet-inverterende ingang gaat via de weerstand R5 naar het knooppunt van twee even grote weerstanden R1 en R2. Deze zijn aangesloten tussen de voeding en de massa, zodat er op hun knooppunt een spanning staat die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Deze instelspanning staat dus ook op de niet-inverterende ingang. De versterking van de schakeling wordt op de bekende manier ingesteld door middel van de twee weerstanden R3 en R4. Omdat ook nu de op-amp zal streven naar spanningsgelijkheid op beide ingangen zal de schakeling zich zo instellen dat in rust de twee ingangen en de uitgang op de helft van de voedingspanning staan. De schakeling kan dus nu maximaal uitgestuurd worden rond dit instelpunt, hetgeen ook duidelijk volgt uit de grafieken.

Het is nu echter wél noodzakelijk zowel de ingang als de uitgang van de versterker door middel van scheidingscondensatoren C1 en C2 met de overige schakelingen van het systeem te verbinden. Deze condensatoren verhinderen dat de instelspanning van $+1/2U_b$ wegvloeit via de uitgangsimpedantie van de bron en de ingangsimpedantie van de belasting. Het te versterken ingangssignaal, dat uiteraard symmetrisch verloopt ten opzichte van de massa, wordt via de condensator C1 gesuperponeerd op de instelspanning van de trap en zal rond de helft van de voedingsspanning gaan schommelen. Hetzelfde geldt ook voor de uitgangsspanning, de condensator C2 scheidt de versterkte signaalspanning van de instelspanning op de uitgang van de op-amp en het gevolg is dat de spanning over weerstand R6 weer symmetrisch verloopt ten opzichte van de massa.

De inverterende versterker in de praktijk

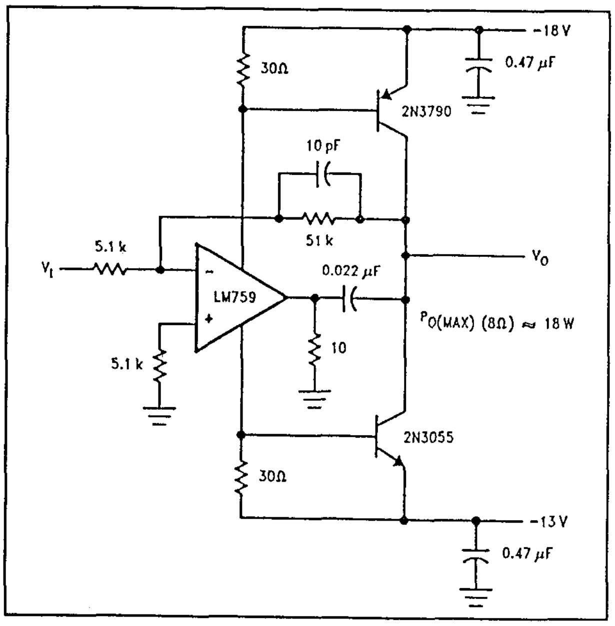
Hoewel de inverterende versterker één groot nadeel heeft, namelijk het feit dat de versterking van de trap mede bepaald wordt door de uitgangsimpedantie van de bron, zal men de inverterende versterker in de praktijk zeer vaak aantreffen als driver-trap van een complementaire eindtrap of als mengversterker. Vooral dat laatste is een zeer belangrijk toepassingsterrein van de schakeling.
In de volgende drie paragrafen worden deze applicaties toegelicht en wordt bovendien een zeer ongebruikelijke, maar wel handige toepassing van een inverterende versterker beschreven, namelijk een "panning-versterker".

Driver voor complementaire eindtrappen

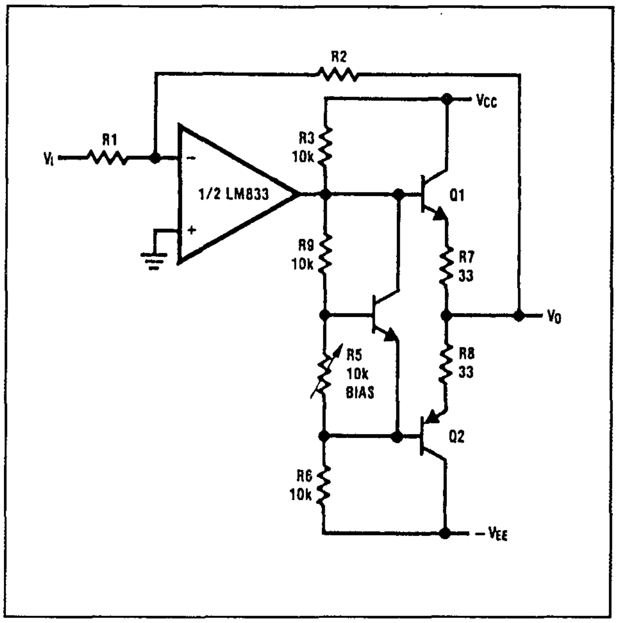
In een vorige subhoofdstuk werd reeds beschreven hoe een als spanningsvolger geschakelde operationele versterker kan worden ingezet als driver van een complementaire eindtrap. Deze schakeling werkt uitstekend, maar heeft één grote beperking. Door de rechtstreekse koppeling tussen de uitgang van de eindtrap en de inverterende

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

ingang van de op-amp staat de volle uitgangsspanning op de ingang van de operationele versterker. Dit beperkt ten zeerste het uitsturingsbereik van de schakeling! Gebruikt men echter een inverterende versterker als driver, dan valt deze beperking weg. Omdat de niet-inverterende ingang van de trap immers aan de massa ligt en de schakeling zal streven naar een identieke spanning op de inverterende ingang, kan men de uitgang van de eindtrap uitsturen tot ver boven het spanningsbereik van de op-amp.
In figuur 10/1.2-36 is een voorbeeld gegeven van een driver die twee complementaire eindtransistoren aanstuurt. De terugkoppeling die de versterking van de trap bepaalt wordt nu verbonden met het complementaire knooppunt dat tevens de uitgang van de versterker is. Uit de verhouding van de weerstanden (5,1 kΩ en 51 kΩ) kan de versterking afgeleid worden, deze is gelijk aan 10. De eindtransistoren worden gestuurd uit de spanningsvallen die ontstaan over twee in serie met de voedingsaansluitingen van de op-amp opgenomen weerstanden. Let ook nu op de frequentie-compenserende condensator over de weerstand van 51 kΩ.



Figuur 10/1.2-36: Voorbeeldschakeling van een complementaire eindversterker.



Figuur 10/1.2-37: Een lijndriver met een inverterende versterker aan de ingang.

Op deze schakeltechnisch zeer eenvoudige manier zijn eindversterkers met indrukwekkende prestaties te ontwerpen. Het getekende voorbeeld, een ontwerp van National Semiconductor, levert 18 W aan een belasting van 8 Ω bij een bandbreedte van 85 kHz. De vervorming is kleiner dan 0,2 % bij 10 V effectief op de uitgang en een signaal met een frequentie van 1 kHz.

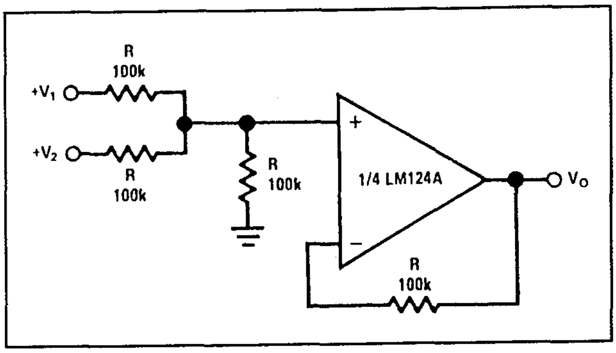
In figuur 10/1.2-37 wordt een eenvoudige lijndriver voorgesteld. Met een dergelijke schakeling kan men een signaal over een zeer lage uitgangsimpedantie aanbieden aan overige schakelingen. Men zou een lijndriver bijvoorbeeld kunnen gebruiken als men het uitgangssignaal van een geluidsmenger naar diverse, ver van elkaar verwijderde eindversterkers moet sturen. De eindtrap bestaat uit complementaire emittervolgers, de derde transistor zorgt voor een bepaalde ruststroom door de emittervolgers die de cross-over vervorming moet verminderen. Door de stevige terugkoppeling naar de inverterende ingang van de operationele versterker zal de schakeling, ondanks deze ruststroom, toch onder alle mogelijke om-

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

standigheden stabiel blijven. Iedere afwijking van de rusttoestand, waarbij de uitgang op 0 V staat, wordt immers onmiddellijk gecorrigeerd door de terugkoppeling.

De inverterende versterker als mengversterker

Mengversterkers zijn onmisbare schakelingen in de laagfrequent techniek. Iedere radio-, TV- of opnamestudio staat er vol van! Bovendien hebben de meeste elektronica hobby-isten wel een eenvoudig mengversterkertje in huis.
Een mengversterker bestaat uit een aantal voorversterkers, bijvoorbeeld voor CD, microfoon, tuner, tape en platendraaier, die de diverse signalen tot een standaard niveau versterker en eventueel een frequentiecorrectie toepassen. Nadien gaan de uitgangssignalen van die voorversterker naar een mengtrap, waar zij met elkaar gemengd worden.
In de eenvoudigste uitvoering bestaat zo'n mengtrap uit een resistieve menger. Het principeschema daarvan is getekend in figuur 10/1.2-38. De twee ingangssignalen V1 en V2 gaan via twee even grote weerstanden van 100 kΩ naar de ingang van een spanningsbuffer. Tussen deze ingang en de massa is bovendien een derde weerstand van 100 kΩ geschakeld, de eigenlijke mengweerstand.
De werking van de schakeling is zeer eenvoudig. Tussen iedere ingang en de massa staat een weerstand en het zal logisch zijn dat het aanleggen van een signaal op een van de ingangen een stroom door die weerstand tot gevolg heeft. Deze stroom bouwt over de mengweerstand een spanning op. Als beide ingangen gestuurd worden met signalen, dan zullen beide signalen stromen veroorzaken. Deze stromen vloeien gezamenlijk door de mengweerstand met als gevolg dat de spanningsval over deze weerstand evenredig is met de somstroom. Er ontstaat dus een spanning over deze weerstand die recht evenredig is met de momentele waarde van beide ingangsspanningen.
Kortom, de twee ingangssignalen worden gemengd!

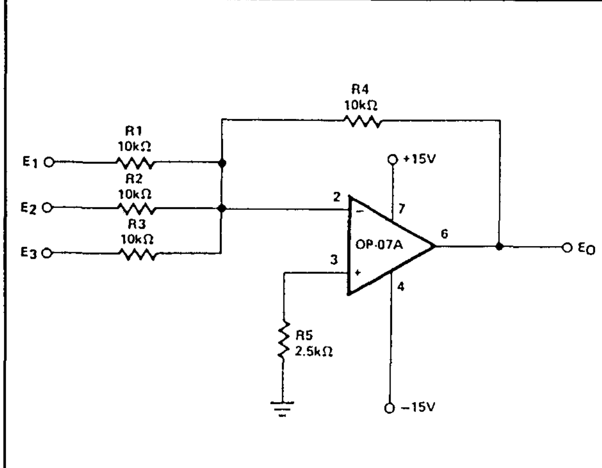


Figuur 10/1.2-38: Een resistieve menger voor het mengen van twee signalen.

Deze schakeling heeft echter een aantal nadelen. Zo zal het duidelijk zijn dat door de resistieve menger aanmerkelijke spanningsverliezen ontstaan. Er ontstaat immers een spanningsdeler tussen een ingang en de uitgang, opgebouwd uit twee even grote weerstanden. Over de mengweerstand staat bijgevolg maximaal de helft van de beschikbare signaalspanning. Maar bovendien vormen de serieweerstanden van alle overige ingangen nog eens signaalpaden naar de massa. Deze ingangen hebben een lage uitgangsimpedantie naar de massa! Hoe meer signalen er gemengd worden, hoe meer spanning er verloren gaat.
Het grootste nadeel van de schakeling is echter dat de signalen elkaar beïnvloeden. De stroom die een ingangsspanning aan de mengweerstand levert wordt alleen door niets anders dan die spanning bepaald als alle overige ingangen geen signalen leveren. Doen deze dat wel, dan ontstaan er over de mengweerstand ook spanningen van die overige signalen. Over de serieweerstand van de ene ingang staat dan een spanning die niet alleen afhankelijk is van de grootte van zijn eigen ingangsspanning maar ook in min of meerdere mate van de spanningen op de overige ingangen. Met als gevolg dat ook de stroom die door deze ene ingang geleverd wordt afhankelijk wordt van de waarde van de overige ingangsspanningen.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Al deze problemen kunnen zeer soepel opgelost worden door gebruik te maken van de schakeling van figuur 10/1.2-39. Hier worden de drie te mengen signalen ook via serieweerstanden aangeboden aan een sommeerpunt. Maar nu ligt dit punt aan de inverterende ingang van een als inverterende versterker geschakelde operationele versterker. Tussen dit punt en de uitgang is de mengweerstand R4 opgenomen. De niet-inverterende ingang gaat weer via een weerstand R5 naar de massa. Deze ingang ligt dus op 0 V en de schakeling zal ook de spanning op de inverterende ingang op 0 V zetten. Het gevolg is dat de signalen op de ingangen nu stromen door de serieweerstanden sturen, die afvloeien naar een punt dat op 0 V staat en dat deze stromen elkaar dus op geen enkele manier kunnen beïnvloeden! De som van alle stromen kan alleen via de mengweerstand R4 verder vloeien naar de uitgang van de operationele versterker.



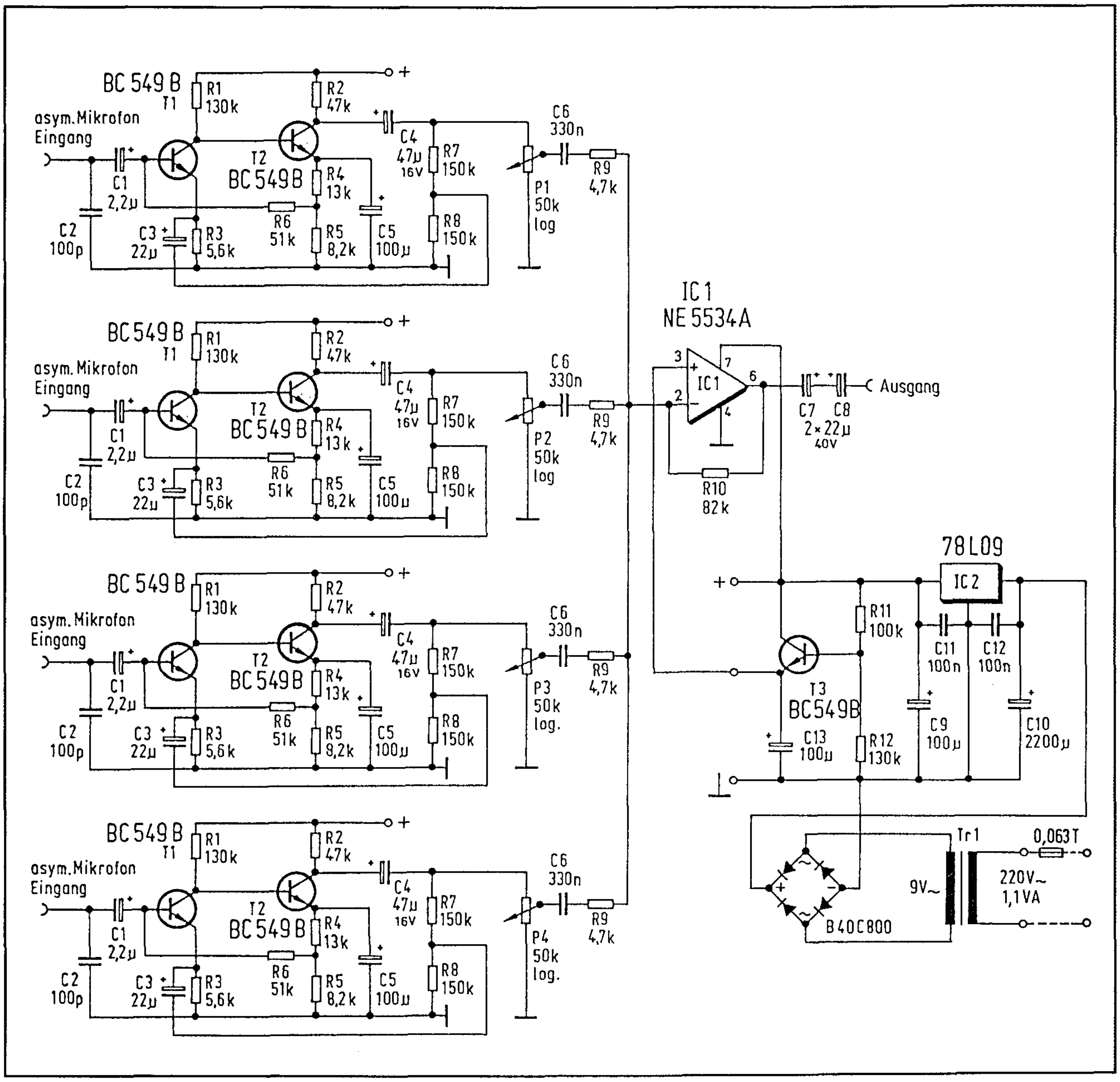
Figuur 10/1.2-39: Een mengversterker met een inverterende versterker.

De versterking kan heel eenvoudig worden ingesteld door de verhouding van de weerstand R4 tot de serieweerstanden R1 tot en met R3 van de ingangen op een bepaalde waarde vast te leggen. Het is dus mogelijk aan iedere ingang een eigen specifieke gevoeligheid toe te kennen!

Deze mengschakeling wordt ook wel eens "de menger met virtuele massa" genoemd. Hoewel het mengpunt op een spanning van 0 V staat, dus op dezelfde spanning als op de massa terug te vinden is, kan men toch niet zeggen dat dit punt aan de massa ligt. De schakeling zorgt er alleen voor dat de spanning steeds op massapotentiaal blijft. Het zal, als rechtstreeks gevolg van dat virtuele massapunt, ook wel duidelijk zijn dat iedere ingang een ingangsimpedantie heeft die gelijk is aan de waarde van de serieweerstand van deze ingang.

In figuur 10/1.2-40 is een praktische schakeling van een mengversterker getekend, waarin een aantal van de besproken technieken worden toegepast.
De vier voorversterkers zijn samengesteld rond transistoren. In principe kunnen dergelijke versterkers ook met operationele versterkers worden gebouwd, maar het nadeel van deze onderdelen is dat zij veel meer ruis produceren. De uitgangen van de voorversterkers worden afgesloten met potentiometers, waarmee de amplitude van de vier signalen kan instellen. De lopers van deze potentiometers gaan via scheidingscondensatoren en serieweerstanden van 4,7 kΩ naar het virtuele massapunt, verbonden met de inverterende ingang van de operationele versterker.
Omdat de schakeling uit een enkelvoudige positieve voedingsspanning wordt gevoed, wordt de niet-inverterende ingang van de operationele versterker ingesteld op de helft van deze voedingsspanning. Daarvoor zorgt de emittervolger T3. De basis van deze halfgeleider is aangesloten op een spanningsdeler tussen de massa en de voeding. De emitter staat op een spanning die ongeveer 0,65 V lager is dan de spanning op de basis. Vandaar dat beide weerstanden van de deler niet even groot zijn, de basis wordt ingesteld op een spanning die iets groter is dan de helft van de voeding. De instelspanning voor de niet-inverterende ingang wordt ontkoppeld met behulp van de condensator C13.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

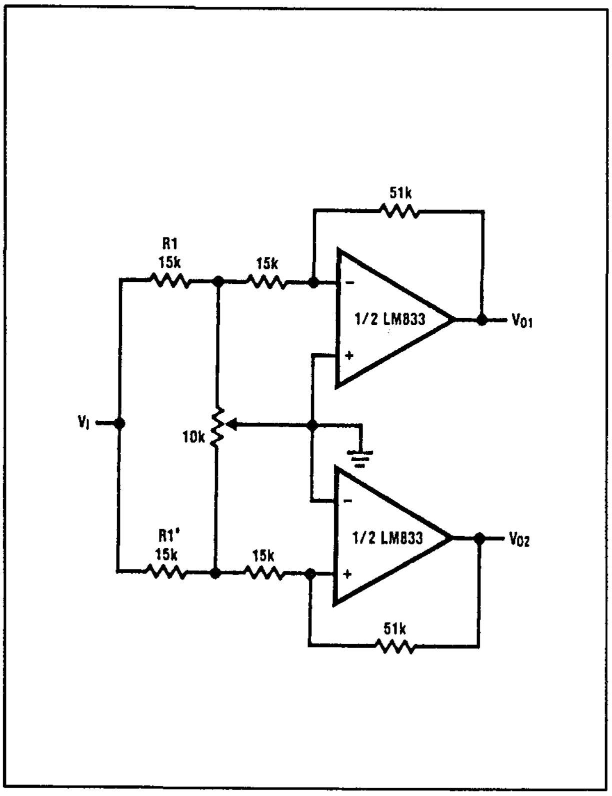


Figuur 10/1.2-40: Een praktisch voorbeeld van een mengversterker met virtuele massa.

De panning-versterker

In figuur 10/1.2-41 zijn twee inverterende versterkers getekend, die worden gebruikt om een ingangssignaal te "pannen". Dat is een vakterm uit de geluidstechniek, waarmee wordt aangegeven dat een ingangssignaal op een instelbare manier verdeeld wordt over twee uitgangen. De benaming "panning" is een afkorting van "panorama" en met een dergelijke schakeling kan men bijvoorbeeld het signaal van een monofone microfoon van links naar rechts door het geluidsbeeld van een stereo-installatie laten lopen. Het ingangssignaal wordt aan twee identieke inverterende versterkers aangeboden. Tussen de ingang en deze versterkers staat echter een resistief netwerkje, samengesteld uit twee verzwakkers.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-41: Het schema van een "panning"-versterker.

De ene verzwakker bestaat uit de vaste weerstand R1 en het bovenste deel van de potmeter. De tweede verzwakker is opgebouwd uit de vaste weerstand R1' en het onderste deel van de potmeter. Als de loper van de potmeter in de middenstand staat, zijn beide delers identiek. De ingangen van de twee versterkers worden dan met identieke signalen gestuurd, ook de twee uitgangssignalen zijn even groot. Het ingangssignaal wordt in even grote mate aangeboden aan de twee uitgangen. Verdraait men de loper van de potmeter, dan wordt deze gelijkheid doorbroken. Het gevolg is dat of de bovenste, of de onderste versterker meer signaal krijg. Het ingangssignaal wordt dan niet meer evenredig verdeeld over beide uitgangen maar in een mate die wordt bepaald door de stand van de loper van de potentiometer. Staat de loper in een van de uiterste standen, dan zal een van de uitgangen helemaal geen signaal ontvangen.

De niet-inverterende versterker

Inleiding

De inverterende versterker heeft twee nadelen. Op de eerste plaats het reeds genoemde feit dat de versterkingsfactor afhankelijk is van de uitgangsimpedantie van de bron, op de tweede plaats het feit dat de schakeling een tamelijk lage ingangsimpedantie heeft. Deze wordt immers volledig bepaald door de weerstand tussen de signaalingang en de inverterende ingang van de versterker. Nu lijkt het dat er niets op tegen is om deze weerstand erg hoog te kiezen, bijvoorbeeld 1 MΩ. Maar wil men dat de schakeling het signaal ook nog versterkt, dan zal men voor de tweede versterkingsbepalende weerstand een onrealistisch hoge waarde moeten kiezen. Wil men in het gestelde voorbeeld de schakeling 100 maal laten versterken, dan zou men de terugkoppelweerstand tussen uitgang en inverterende ingang een waarde van 100 MΩ moeten geven!

Een voor sommige toepassingen extra nadeel van de schakeling is dat het uitgangssignaal 180° in fase gedraaid is ten opzichte van het ingangssignaal.

De niet-inverterende versterker vergt precies hetzelfde aantal onderdelen en heeft deze nadelen niet.

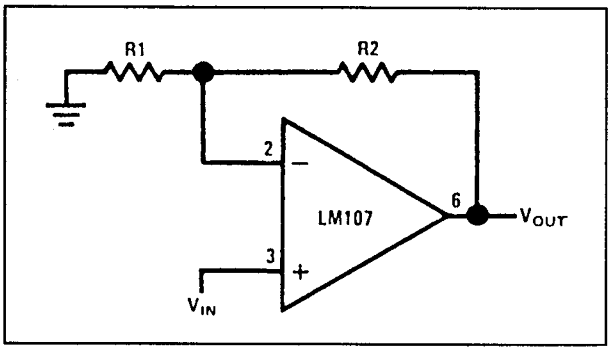
Het principiële schema

Het principiële schema van de niet-inverterende spanningsversterker met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.2-42.

Het ingangssignaal wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. De versterkingsfactor wordt ook nu weer bepaald door twee weerstanden in een terugkoppellus tussen de uitgang en de inverterende ingang. De versterking van de schakeling wordt gegeven door de uitdrukking:

$\mathbf{U_{uit} = U_{in} \times (R1+R2/R1)}$

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



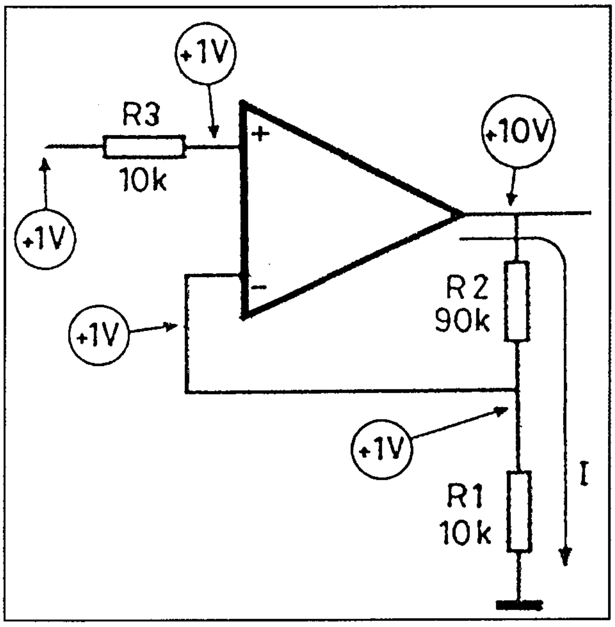
Figuur 10/1.2-42: Het principiële schema van de niet-inverterende versterker.

Uit dit schema blijkt duidelijk dat de ingangsimpedantie van de schakeling zeer hoog kan zijn. Deze wordt in feite alleen begrensd door de ingangsimpedantie van de niet-inverterende ingang van de operationele versterker en bij moderne JFET op-amp's kan deze waarde in de honderden MΩ liggen! Bovendien zal het duidelijk zijn dat de bronschakeling geen enkele invloed heeft op de versterkingsfactor van de schakeling. De spanningsdeler die deze factor bepaalt staat immers helemaal los van externe schakelingen en is eigen aan de trap.

Verklaring van de werking

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van figuur 10/1.2-43. Daar is het principeschema iets anders getekend en wordt de niet-inverterende ingang door middel van een serieweerstand met de signaalbron verbonden. Meestal kiest men de waarde zo dat deze gelijk is aan de parallel schakeling van R1 en R2.

Stel dat aan de schakeling een spanning van +1 V wordt aangeboden. Vanwege de zeer hoge ingangsimpedantie van de niet-inverterende ingang komt deze spanning onverzwakt terecht op deze ingang van de operationele versterker. Ook nu zal de op-amp behoefte voelen om het spanningsverschil tussen zijn beide ingangen nul te maken. De schakeling regelt zijn uitgangsspanning zodanig dat ook op de inverterende ingang een spanning van +1 V verschijnt.



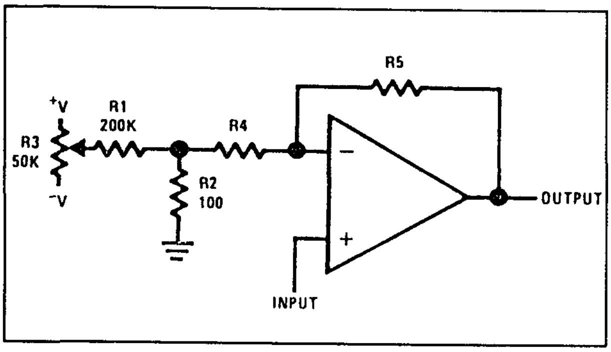
Figuur 10/1.2-43: De verklaring van de werking van de niet-inverterende versterker.

Uiteraard staat dit signaal ook op het knooppunt van de weerstanden R1 en R2. Over de weerstand R1 staat een spanning van 1 V. Er moet dus een stroom door dit onderdeel vloeien, stroom die alleen geleverd kan worden door de uitgang van de operationele versterker. Omdat de twee weerstanden R1 en R2 in serie staan kan het niet anders dan dat deze stroom I ook door de weerstand R2 vloeit. In het getekende voorbeeld is deze weerstand echter negen keer groter dan zijn soortgenoot R1. Het gevolg is dat er over dit onderdeel een spanning valt die negen keer groter is dan de spanningsval over R1. Er valt bijgevolg 9 V over R2, de uitgang van de operationele versterker staat op een spanning van 9 V + 1 V is gelijk aan +10 V.
De schakeling versterkt dus 10 keer, hetgeen ook het resultaat is van de eerder gegeven formule van de versterkingsfactor.

Offsetcompensatie bij de niet-inverterende versterker

Het schema voor de externe offsetcompensatie van de niet-inverterende versterker is getekend in figuur 10/1.2-44.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

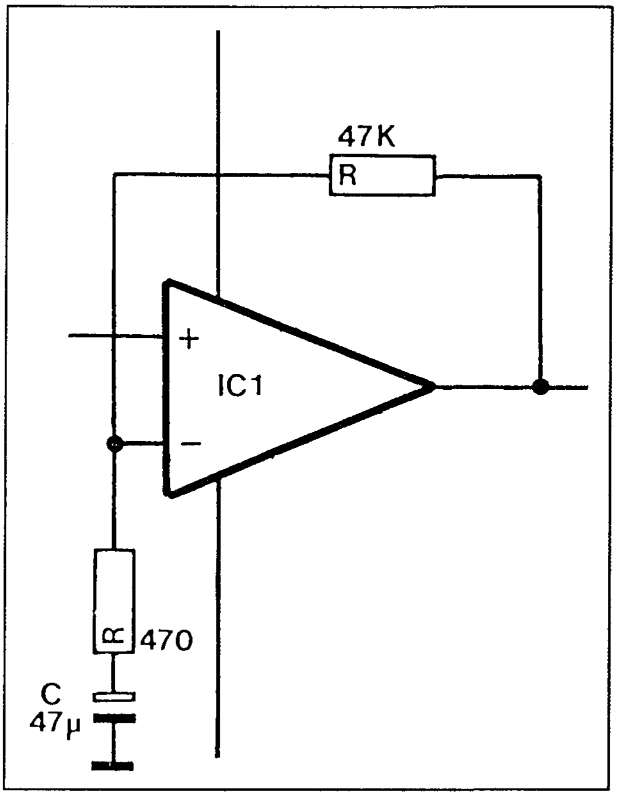


Figuur 10/1.2-44: Externe offsetcompensatie van de niet-inverterende versterker.

De compensatiepotentiometer wordt verbonden tussen beide voedingsspanningen en stuurt een kleine stroom via de weerstand R1 naar een deel van het terugkoppelnetwerk. De weerstand R1 uit de vorige figuur is nu gesplitst in twee in serie geschakelde weerstanden R2 en R4. Als R4 zeer groot is ten opzichte van R2 kan men de invloed van dit laatste onderdeel op de versterkingsfactor van de schakeling verwaarlozen.

De invloed van de offset op de schakeling

Met een niet-inverterende versterker kan men in principe schakelingen maken, die vele duizenden malen versterken. Er ontstaat dan echter een probleem met de offsetspanning van de operationele versterker. De offsetspanning is op te vatten als een zeer kleine gelijkspanning van ongeveer 1 tot 5 mV die tussen de twee ingangen staat. De op-amp beschouwt deze spanning als een spanningsverschil tussen beide ingangen en zal proberen dit verschil weg te regelen. Dat kan alleen maar door een spanning van tegengestelde polariteit op de uitgang te zetten die via de terugkoppelweerstand tussen uitgang en inverterende ingang de offset compenseert. Maar als de schakeling duizenden maal versterkt en de weerstand R2 dus zeer groot ten opzichte van weerstand R1 is kan dat alleen maar als de uitgangsspanning tot in het V-bereik stijgt! Het gevolg is dat de rustspanning op de uitgang van de schakeling dan niet meer 0 V is, maar behoorlijk positief of negatief. De schakeling kan dan niet langer volledig uitgestuurd worden met een wisselspanningssignaal, maar zal zeer snel vastlopen tegen een van de voedingsspanningen.



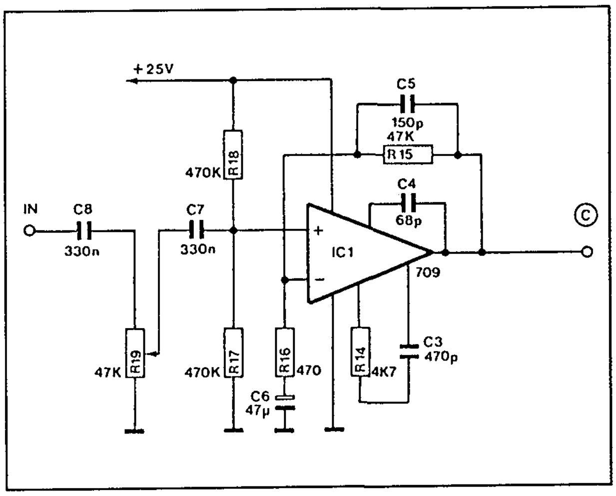
Figuur 10/1.2-45: Een schakeling waarmee de offset de instelling van de schakeling niet kan beïnvloeden.

Om dit probleem te verhelpen kan men de schakeling van figuur 10/1.2-45 toepassen. Bij deze schakeling wordt een condensator C in serie geschakeld met de onderste weerstand van het terugkoppelnetwerk. Deze condensator heeft tot gevolg dat de terugkoppeling voor gelijkspanningen niet actief is. Voor gelijkspanning lijkt het dus net of de schakeling is een spanningsvolger met een spanningsversterking van +1. De enige gelijkspanningsterugkoppeling bestaat nu immers uit de weerstand van 47 kΩ tussen de uitgang en de inverterende ingang. Een typische spanningsvolger! Om de gelijkspanningsoffset te compenseren volstaat het nu

dat de schakeling dezelfde spanning als de waarde van de offset op de uitgang zet, maar uiteraard met tegengestelde polariteit. Deze spanning wordt onverzwakt teruggekoppeld naar de inverterende ingang en compenseert de offset.
Voor signaalspanningen werkt de schakeling wél als versterker. De condensator heeft immers een bepaalde wisselspanningsweerstand en deze staat in serie met de weerstand van 470 Ω. Als men er voor zorgt dat deze wisselspanningsweerstand over het gehele te versterken frequentiegebied klein is ten opzichte van de waarde van de weerstand is zijn invloed te verwaarlozen. Dat betekent dat men in de meeste gevallen een tamelijk grote elektrolytische condensator zal moeten gebruiken.

De niet-inverterende versterker op enkelvoudige voeding

Het is mogelijk de schakeling zo uit te breiden dat gebruik gemaakt kan worden van een enkelvoudige voedingsspanning. Omdat deze in de meeste gevallen positief zal zijn ten opzichte van de massa wordt er in het schema van figuur 10/1.2-46 ook van deze situatie uitgegaan.
De operationele versterker wordt gevoed tussen de spanning van +25 V en de massa. Tussen de massa, de inverterende ingang en de uitgang is het terugkoppelnetwerk van de vorige figuur aangebracht. De niet-inverterende ingang is verbonden met het knooppunt van een weerstandsdeler R17/R18. Deze is aangesloten tussen de voeding en de massa en daar beide weerstanden even groot zijn staat er op het knooppunt een spanning van precies de helft van de voedingsspanning. Deze spanning staat uiteraard ook op de niet-inverterende ingang. De schakeling stelt de spanningen op de uitgang en de inverterende ingang zo in dat er weer een spanning van 0 V tussen beide ingangen ontstaat. Omdat de schakeling voor gelijkspanningen werkt als spanningsvolger (condensator in de terugkoppeling!) zal deze situatie ontstaan als ook de uitgang zich instelt op de helft van de voedingsspanning. De schakeling staat dus optimaal ingesteld en kan zowel in positieve als in negatieve zin maximaal uitgestuurd worden.
Het te versterken signaal wordt via een potentiometer en een scheidingscondensator aangeboden aan de niet-inverterende ingang. De condensator laat wel de wisselspanning van het te versterken signaal door, maar spert de instelspanning op de niet-inverterende ingang.



Figuur 10/1.2-46: De niet-inverterende versterker gevoed door een enkelvoudige spanning.

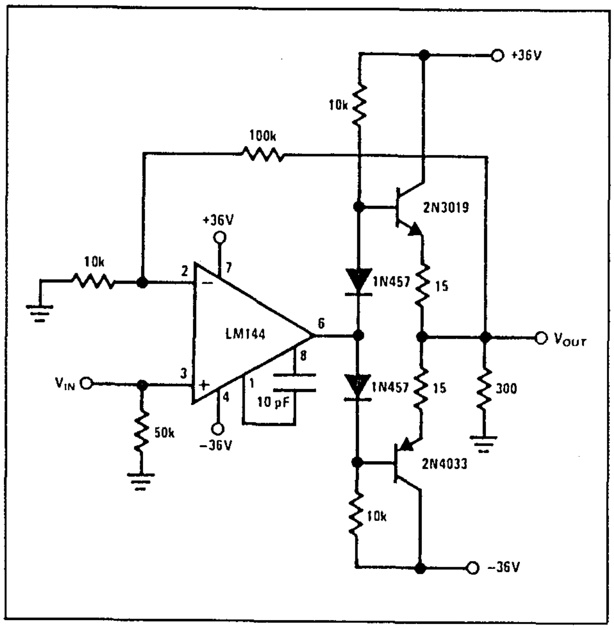
De niet-inverterende versterker in de praktijk

De niet-inverterende versterker wordt, vanwege zijn zeer hoge ingangsimpedantie en door externe schakelingen niet te beïnvloeden versterkingsfactor, zeer vaak toegepast in allerlei schakelingen.
In de volgende paragraafjes wordt de toepassing als driver voor eindversterkers besproken en worden twee minder bekende, maar wel nuttige applicaties aan de orde gesteld.

Driver voor eindversterkers

In figuur 10/1.2-47 is het standaard schema getekend van een lijndriver met een niet-inverterende versterker aan de ingang.

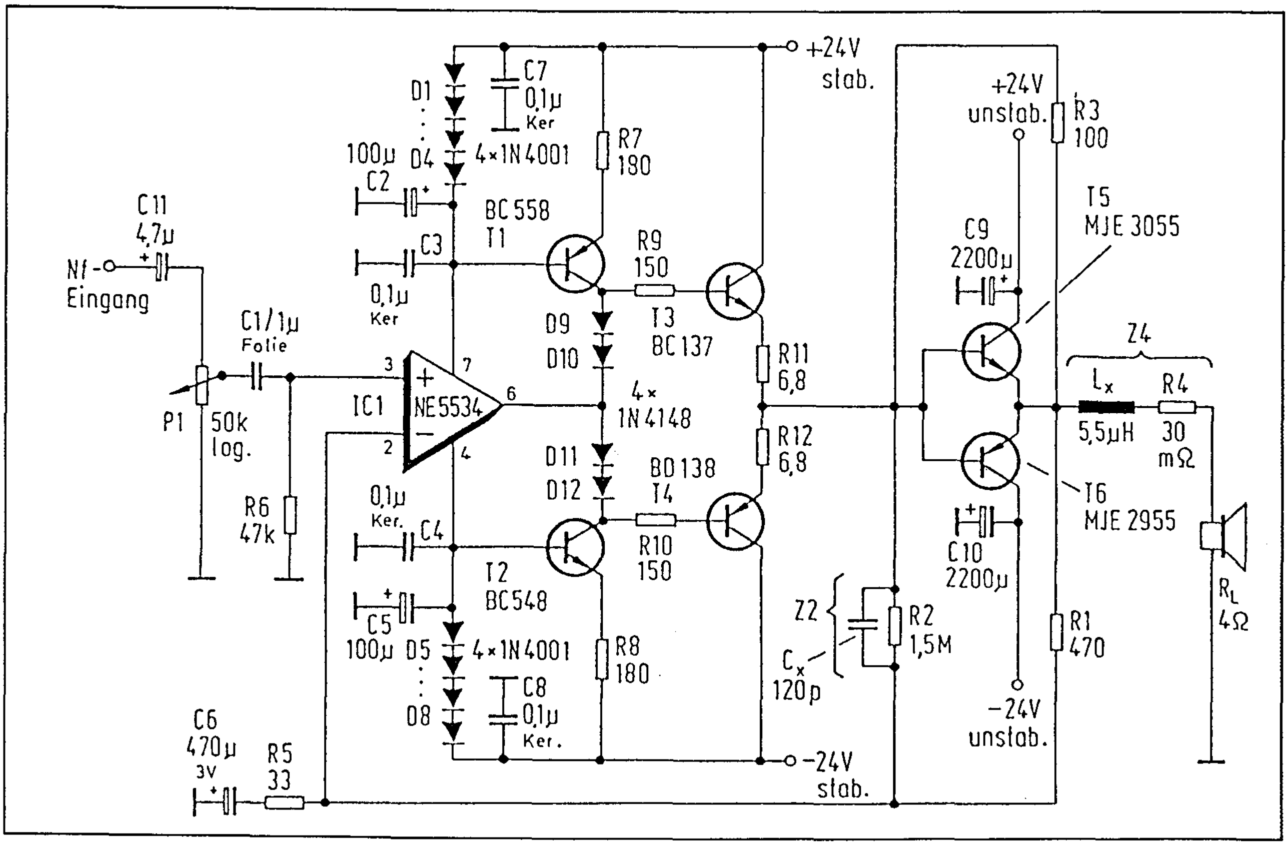
1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-47: Een niet-inverterende versterker als driver voor een complementaire lijndriver.

In feite is er erg weinig verschil met de eerder besproken schema's waarbij een inverterende versterker wordt gebruikt. Alleen het terugkoppelnetwerk is uiteraard anders. Tussen de niet-inverterende ingang en de massa is een weerstand van 50 kΩ geschakeld. Deze weerstand legt de ingangsimpedantie van de schakeling vast. Zonder deze weerstand zou de schakeling een ingangsimpedantie hebben die ligt in het 100 MΩ bereik en zou de schakeling met open ingang veel te veel stoorsignalen uit de omgeving oppikken. Men doet er dus verstandig aan de ingangsimpedantie kunstmatig tot een reële waarde te verlagen.

In figuur 10/1.2-48 is een laagfrequent eindversterker getekend, die een vermogen van 25 W in een luidspreker van 4 Ω kan opwekken.



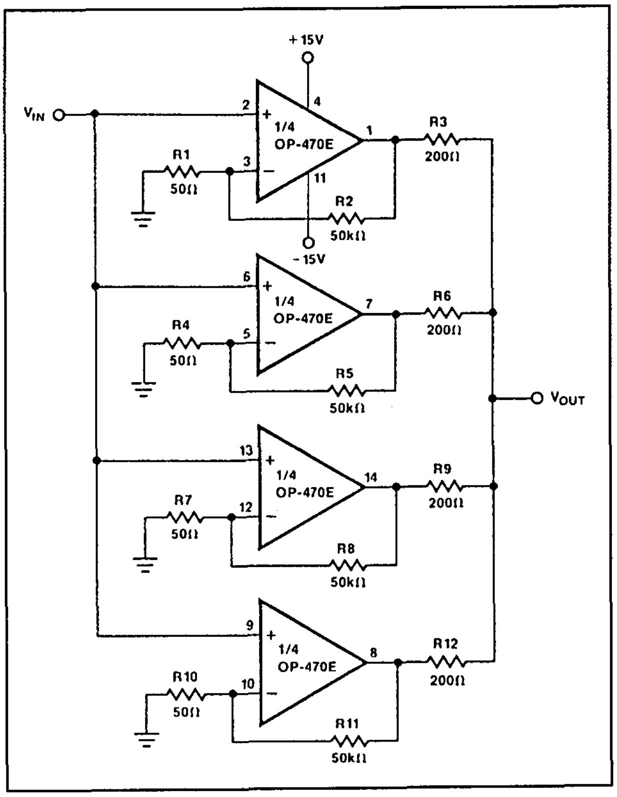
Figuur 10/1.2-48: Een 25 W geluidsversterker met een niet-inverterende versterker in de ingang.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

De schakeling werkt voor lage vermogens in klasse A, voor grotere vermogens wordt omgeschakeld naar klasse B. Normale muziekniveaus worden dus met minimale vervorming versterkt, alleen de pieken zitten in het klasse B bereik met de typische hogere overnamevervorming (het beruchte "transistorgeluid").
De volledig complementair uitgevoerde eindtrap wordt gestuurd uit twee stroombronnen T1 en T2. Deze worden op hun beurt weer gestuurd uit de voedingsleidingen van de operationele versterker. De vier dioden D9 tot en met D12 verzorgen de voor klasse A noodzakelijke hoge instelstroom door de eerste set eindtransistoren T3 en T4. De klasse B sturing van de luidspreker wordt verzorgd door de transistoren T5 en T6.
Let op de frequentiecompenserende condensator Cx in de terugkoppeling en de seriecondensator C6 die er voort zorgt dat de offsetspanning niet versterkt op de uitgang verschijnt. Dat laatste is voor geluidsversterkers natuurlijk een eis, omdat de minste of geringste gelijkspanning op de uitgang een grote stroom door de luidspreker tot gevolg heeft.
De ingangsimpedantie van de schakeling wordt ook nu kunstmatig verlaagd tot 47 kΩ met behulp van de weerstand R6.

Het verlagen van de ruis

De meeste operationele versterkers hebben een tamelijk hoge eigen ruis. Vandaar dat gevoelige laagfrequent schakelingen, zoals microfoonversterkers, nog steeds met speciale ruisarme transistoren worden uitgevoerd. Er bestaat echter een techniek om de ruis van operationele versterkers te verminderen. Dat systeem gaat uiteraard niet alleen op voor niet-inverterende versterkers, maar voor alle schakelingen met operationele versterkers. Als men, zoals voorgesteld in figuur 10/1.2-49, een aantal identieke schakelingen parallel schakelt, dat zal de ruis op de uitgang aanmerkelijk lager liggen dan wanneer men maar één schakeling zou toepassen.



Figuur 10/1.2-49: Het verlagen van de ruis door het parallel schakelen van identieke schakelingen.

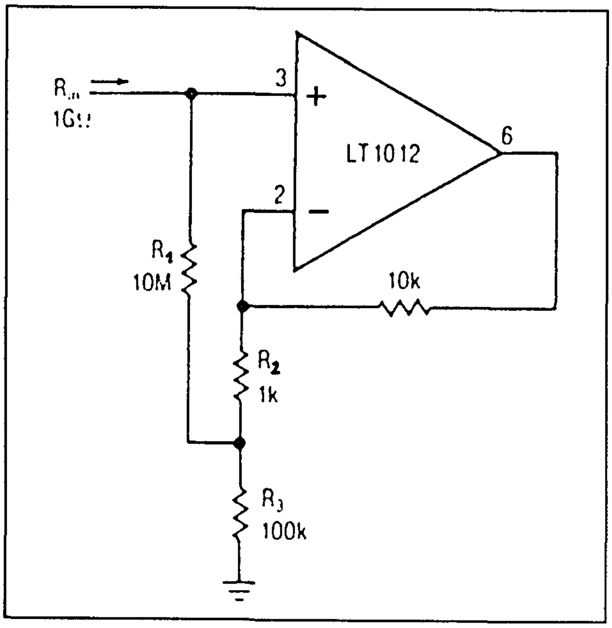
Dat verschijnsel is te verklaren uit het willekeurige verloop van een ruisspanning. Als de ene op-amp op een bepaald moment een ruisspanning van +2 mV genereert, dan is het zeer waarschijnlijk dat een van de andere op-amp's een negatieve ruisspanning van ongeveer dezelfde grootte opwekt. Het gevolg is dat deze twee ruisspanningen elkaar grotendeels compenseren. Hetzelfde verhaal geldt uiteraard ook voor de overige versterkers in de schakeling.
Let op de vier weerstanden die in serie met de individuele uitgangen van de op-amp's zijn geschakeld. Deze zorgen ervoor dat de vier uitgangssignalen resistief gemengd worden en dus ook voor het onderling compenseren van de ruissignalen.

De weerstandsvermenigvuldiger

Het zal in de praktijk wel niet vaak voorkomen dat men weerstanden nodig heeft van meer

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

dan 10 MΩ. Toch kan men in voorkomende gevallen een niet-inverterende versterker gebruiken om de waarde van een weerstand met een bepaalde factor te vermenigvuldigen. De elektronica "ziet" de schakeling rond de op-amp als een weerstand ten opzichte van de massa met een zeer hoge waarde.



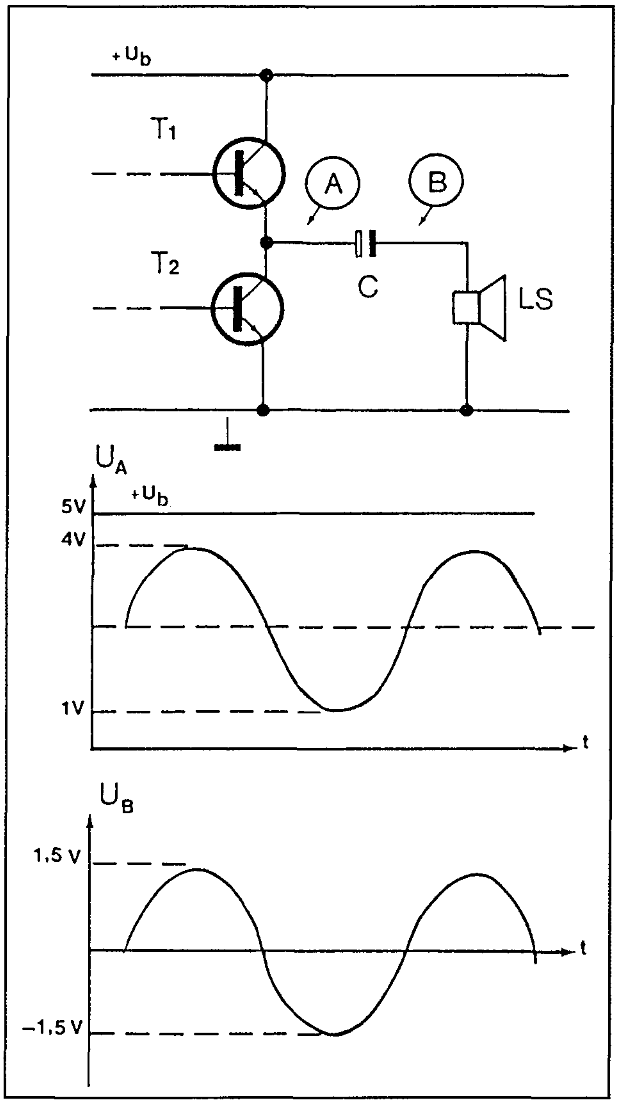
Figuur 10/1.2-50: Het schema van een weerstandsvermenigvuldiger.

Het schema van een dergelijke weerstandsvermenigvuldiger is getekend in figuur 10/1.2-50. De schakeling maakt gebruik van een niet-inverterende versterker en een referentieweerstand R1, waarvan de waarde wordt vermenigvuldigd met de verhouding tussen de weerstanden R3 en R2. In het getekende voorbeeld is deze verhouding 100 en de referentieweerstand 10 MΩ, zodat de schijnbare weerstand tussen ingang en massa gelijk is aan 1 GΩ.

De brugversterker

Het nut van de brugversterker

In figuur 10/1.2-51 is een enkelvoudige eindtrap getekend, gevoed tussen de massa en een positieve spanning $+U_b$.



Figuur 10/1.2-51: Het principe van een enkelvoudige versterker.

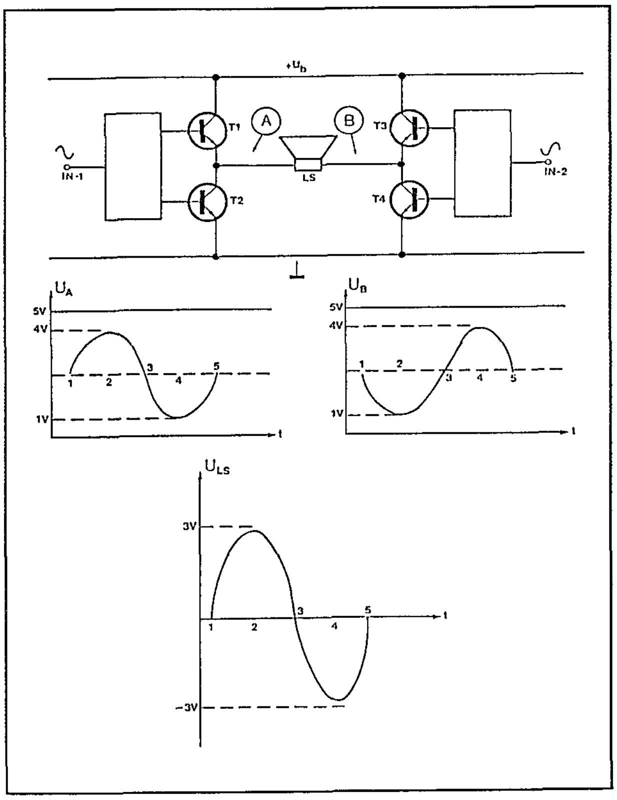
Stel dat deze spanning zeer laag is, bijvoorbeeld +5 V. De spanning op punt A kan maximaal gelijk worden aan deze spanning minus de noodzakelijke spanning om de eindtransistor te laten werken. De meeste transistoren doen het nog goed als er ongeveer 1 V tussen de collector en de emitter staat. Het gevolg is dat de versterker tot maximaal +4 V uitgestuurd kan worden. Om dezelfde reden kan de spanning op punt A niet kleiner worden dan ongeveer +1 V. Deze spanning is nodig om de onderste transistor in geleiding te houden.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Deze schakeling kan dus tot maximaal 3 V top-tot-top uitgestuurd worden. Omdat op de uitgang van de versterker een instelspanning aanwezig is, gelijk aan de helft van de voedingsspanning, moet de belasting via een scheidingscondensator met de uitgang van de versterker verbonden worden. Deze condensator spert de instelspanning maar laat wel de signaalspanning door, zodat op punt B een sinus met een top-tot-top waarde van 3 V staat. Hetgeen overeen komt met een effectieve waarde van ongeveer 1 V!
Uit een voedingsspanning van 5 V kan men dus met een traditionele schakeling niet meer dan 1 V effectief signaal afleiden.

Principe van een brugversterker

Bij de brugversterker wordt de belasting gevoed tussen de uitgangen van twee identieke schakelingen, zie figuur 10/1.2-52. Die twee schakelingen worden echter gestuurd met signalen die in tegenfase zijn, dus elkaars omgekeerde zijn.
In rust bevinden de twee uitgangen zich op precies de helft van de voedingsspanning. Dat is een voorwaarde die zeer belangrijk is bij brugversterkers! Over de belasting staat dus geen spanningsverschil en er zal dan ook geen stroom doorheen vloeien.
Als de schakeling wordt gestuurd zal, vanwege de geïnverteerde besturing van beide versterkers, de spanning op punt A even veel stijgen als de spanning op punt B daalt. Als de spanning op punt A bijvoorbeeld gelijk is aan +4 V, dan zal de spanning op punt B gelijk zijn aan +1 V. Over de belasting staat 3 V. Bij de volgende halve periode zijn de rollen omgedraaid en staat er op punt A een spanning van +1 V en op punt B een spanning van +4 V. Ook nu staat er 3 V over de belasting, maar uiteraard met de tegengestelde polariteit.
De top-tot-top waarde van de spanning over de belasting is nu dus geen 3 V maar 6 V, meer dan de waarde van de voedingsspanning!
In principe kan men dus met een brugversterker vier keer meer vermogen uit een voedingsspanning halen dan met een enkelvoudige versterker. Omdat de spanning over de belasting dubbel zo groot is zal ook de stroom door de belasting verdubbelen en het vermogen wordt berekend door spanning te vermenigvuldigen met stroom.

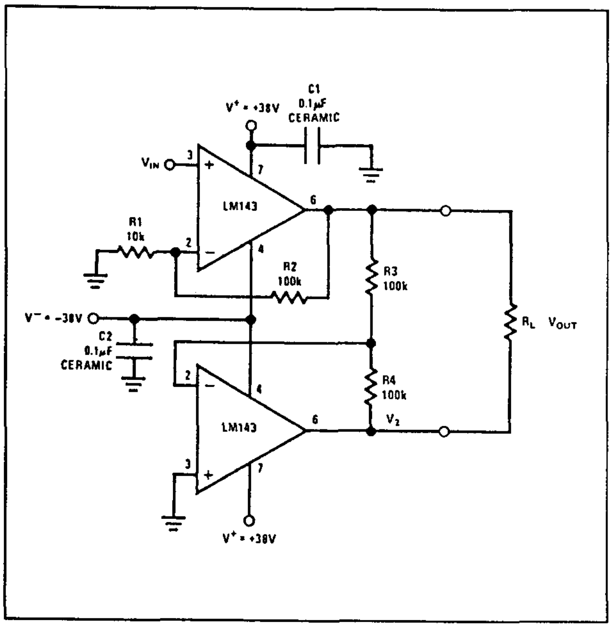


Figuur 10/1.2-52: Het principe van een brugversterker.

Een brugversterker als lijndriver

In figuur 10/1.2-53 is een praktische brugversterker getekend met twee operationele versterkers.
Met deze schakeling kan men een signaal met een top-tot-top waarde van 130 V over een belasting zetten, terwijl de beschikbare voedingsspanning slechts +/-38 V is.
De bovenste op-amp is geschakeld als niet-inverterende versterker. Het ingangssignaal wordt dus rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de op-amp. De versterking van de schakeling wordt op ongeveer 10 ingesteld door middel van de twee terugkoppelweerstanden R1 en R2.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

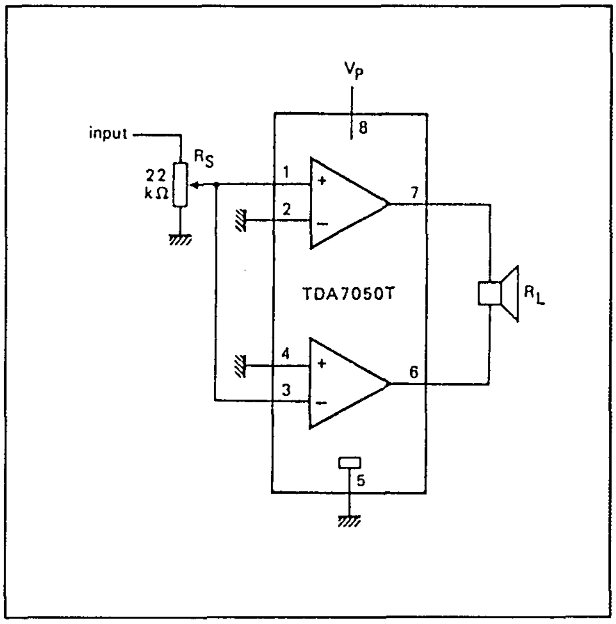


Figuur 10/1.2-53: Een praktische brugversterker met twee op-amp's.

De onderste op-amp is als omkeerversterker geschakeld. De twee weerstanden R3 en R4, die de versterking bepalen, zijn even groot en de schakeling versterkt dus precies -1. De ingang van de omkeerversterker is aangesloten op de uitgang van de niet-inverterende versterker. Het gevolg is dat op de uitgang van de onderste op-amp een spanning staat die even groot is als deze die geleverd door de bovenste schakeling, maar met de tegengestelde polariteit. Als de bovenste op-amp +10 V levert, dan zal de onderste op-amp -10 V leveren.
De belastingsweerstand wordt geschakeld tussen beide uitgangen en kan in het getekende voorbeeld gestuurd worden met een maximale top-tot-top spanning van 130 V.

Een brugversterker als eindtrap

In figuur 10/1.2-54 is een brugschakeling getekend die is uitgevoerd met een speciaal voor dat soort toepassingen ontworpen IC. Dat IC bevat twee operationele versterkers die vermogen kunnen leveren en intern zo geschakeld zijn dat de ene als niet-inverterende ingang werkt en de andere als omkeerversterker.



Figuur 10/1.2-54: Een eindversterker met een IC dat speciaal voor brugschakelingen ontwikkeld is.

De schakeling levert een vermogen van 880 mW in een belastingsweerstand van 16 Ω bij een voedingsspanning van 6 V.

De verschilversterker

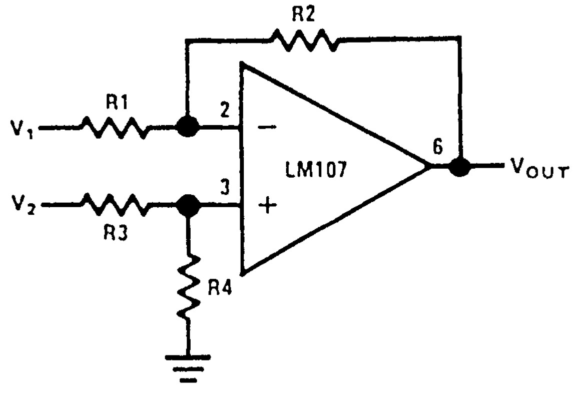
Inleiding

De tot nu toe behandelde versterkerschakelingen worden zowel in de audio- als in de meet- en regeltechniek toegepast. De in dit subhoofdstuk behandelde schakeling, de verschilversterker, zal men niet snel in een audio-schakeling aantreffen. Het is een typische meet- en regelschakeling, die in deze branches echter zeer vaak van pas komt.
Een verschilversterker is een schakeling, die het verschil tussen twee spanningen berekent en op de uitgang zet. Een dergelijke schakeling heeft dus per definitie twee verschillende ingangen waarop de twee van elkaar af te trekken spanningen worden aangelegd. Staat op de ene ingang een spanning van +5 V en op de tweede ingang een spanning van +3 V, dan zal op de uitgang een spanning van +2 V verschijnen.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Een verschilversterker werkt algebraïsch, dat wil zeggen dat de schakeling rekening houdt met de wiskundige tekenregels voor aftrekken.

Verschilversterkers werken in de meeste gevallen met gelijkspanningen en er doen zich dus geen problemen voor met frequentie-compensatie of met het optimaliseren van de doorlaatband. Problemen als offset spelen echter wél een grote rol, omdat aan de nauwkeurigheid van de schakeling zeer hoge eisen worden gesteld.



Figuur 10/1.2-55: De principiële schakeling van een verschilversterker.

Basis-schakeling van een verschilversterker

De basis-schakeling van een verschilversterker is getekend in figuur 10/1.2-55.
De twee ingangsspanningen gaan via weerstanden R1 en R3 naar de twee ingangen van de operationele versterker. De niet-inverterende ingang gaat via een weerstand R4 naar de massa, de inverterende ingang is via een weerstand R2 teruggekoppeld naar de uitgang van de op-amp.
De schakeling berekent het spanningsverschil tussen de spanning op de niet-inverterende ingang en de spanning op de inverterende ingang.
Hoe die berekening precies verloopt hangt af van de onderlinge verhouding van de vier weerstanden.

De algemene formule die het verband geeft tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanningen is gegeven in het kader van figuur 10/1.2-56.
Dat is een tamelijk ingewikkelde formule. Maar in de praktijk zal men in de meeste gevallen de weerstanden niet zomaar een willekeurige waarde geven.
Als men alle vier de weerstanden aan elkaar gelijk maakt herleidt de formule zich tot de zeer eenvoudige uitdrukking:
$U_{uit} = U_2 - U_1$
Kiest men R1 = R3 en R2 = R4, dan wordt de formule:
$U_{uit} = R2/R1 \times (U_2 - U_1)$

$$V_{OUT} = \left(\frac{R1 + R2}{R3 + R4}\right) \frac{R4}{R1} V_2 - \frac{R2}{R1} V_1$$

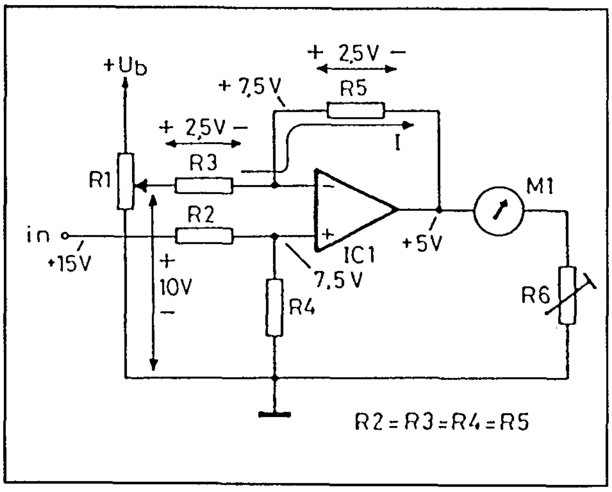
Figuur 10/1.2-56: De algemene formule voor de versterking van een verschilversterker.

Met deze laatste configuratie kan men dus het spanningsverschil tussen beide ingangen versterkt aan de uitgang laten verschijnen.

De werking van de schakeling

De werking van de verschilversterker wordt toegelicht aan de hand van een voorbeeldje, voorgesteld in figuur 10/1.2-57.
Aan de niet-inverterende ingang wordt een spanning van +15 V gelegd. De inverterende ingang wordt aangesloten op een spanning van +10 V. De vier bepalende weerstanden van de schakeling, R2 tot en met R5, zijn aan elkaar gelijk. Als de theorie klopt, dan zou op de uitgang een spanning van +5 V moeten verschijnen.
De spanning van +15 V staat over een spanningsdeler R2/R4.

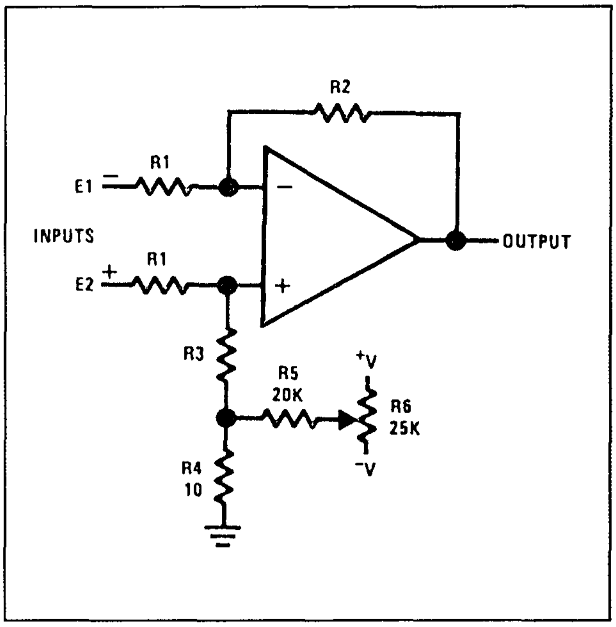
1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-57: De werking van de verschilversterker verklaard.

Omdat beide weerstanden even groot zijn zal op hun knooppunt een spanning staan van +7,5 V. Deze spanning staat dus ook op de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. De operationele versterker streeft naar spanningsgelijkheid op beide ingangen en stelt zijn uitgangsspanning dusdanig is dat ook op de inverterende ingang een spanning van +7,5 V staat.
Over de weerstand R3 staat bijgevolg een spanning van 2,5 V met de getekende polariteit. Links staat immers +10 V, rechts +7,5 V. Als gevolg van deze spanningsval zal er door deze weerstand een stroom I gaan vloeien. Omdat de impedantie van de inverterende ingang zeer hoog is kan deze stroom alleen maar via de weerstand R5 afvloeien naar de uitgang van de op-amp. De weerstanden R3 en R5, even groot, worden doorlopen door een en dezelfde stroom. Het gevolg is dat ook de spanningsvallen over beide weerstanden identiek zijn. Over de weerstand R5 valt dus ook een spanning van 2,5 V met de getekende polariteit. Men kan nu de spanning op de uitgang van de operationele versterker berekenen. De linker aansluiting van weerstand R5 staat op een spanning van +7,5 V. Over de weerstand zélf valt een spanning van 2,5 V. Beide spanningen staan in serie geschakeld, maar met tegengestelde polariteit, zodat de spanning op de rechter aansluiting van deze weerstand gelijk is aan +7,5 V - 2,5 V = +5 V.

De offsetcompensatie bij de verschilversterker
In figuur 10/1.2-58 is het standaard schema getekend voor de externe offset-compensatie van een verschilversterker.



Figuur 10/1.2-58: Offsetcompensatie bij de verschilversterker.

Ook nu wordt gecompenseerd door de weerstand die van de niet-inverterende ingang naar de massa gaat te splitsen in twee deelweerstanden R3 en R4. R4 is zeer klein en kan verwaarloosd worden bij het berekenen van de verschilspanning op de uitgang. Er wordt een kleine compensatiestroom door deze weerstand gestuurd, die wordt opgewekt door de loperspanning van de potentiometer R6 via de serieweerstand R5 naar het knooppunt van R3 en R4 te voeren.

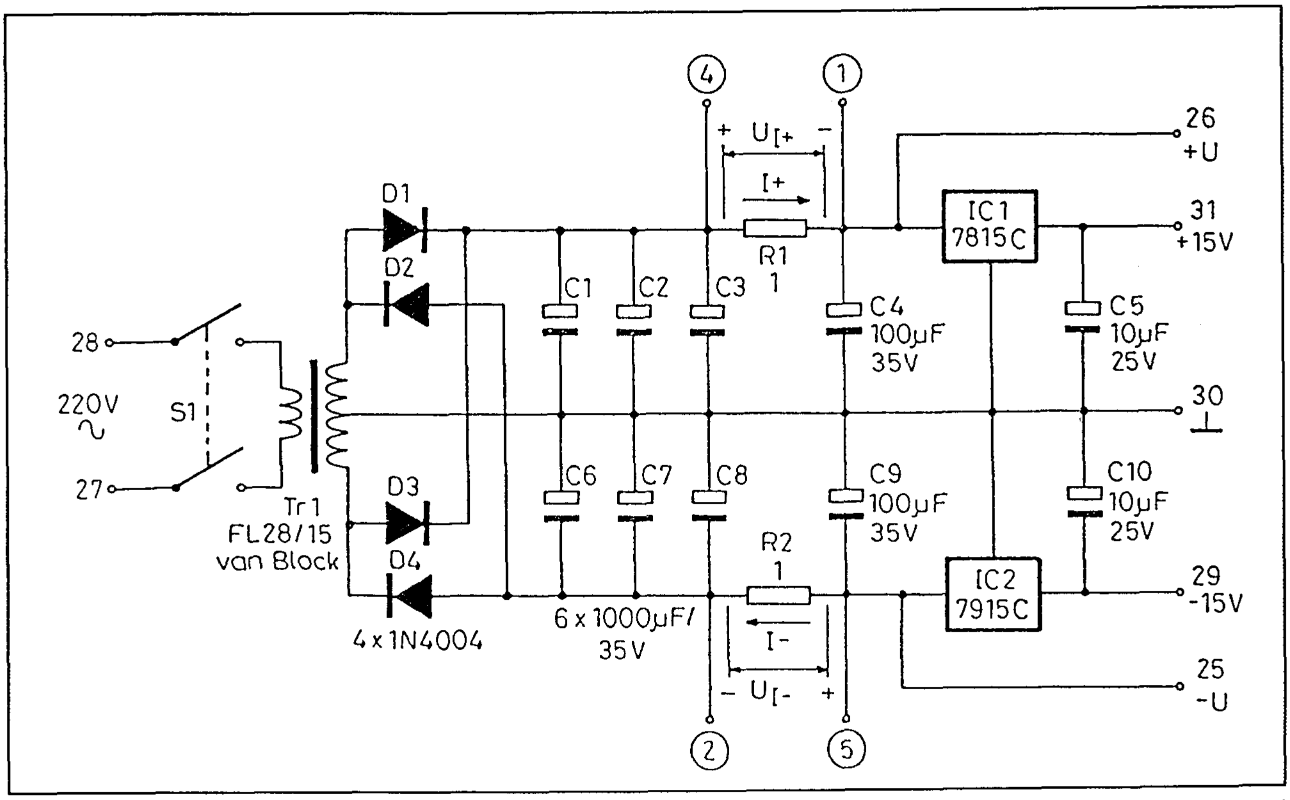
Toepassingsvoorbeelden van de verschilversterker
Een verschilversterker wordt in de meet- en regeltechniek gebruikt voor het berekenen van het spanningsverschil tussen twee spanningen.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Enige vaak gebruikte voorbeelden van deze toepassing:
- het berekenen van de spanningsval over een weerstand die ergens in een verbinding zit;
- het compenseren van de offsetspanning van een temperatuursensor;
- het meten van de brugspanning van een brug van Wheatstone;
- het automatisch aanpassen van het meetbereik van een meter door het aftrekken van een einde-schaal spanning.

Een tweede belangrijke toepassing is het onderdrukken van common-mode signalen. Als dusdanig wordt een verschilversterker wel in de audio-techniek toegepast, bijvoorbeeld voor het afsluiten van een zwevende microfoon die niet rechtstreeks met de massa verbonden is.
In de volgende paragrafen worden enige van deze toepassingen toegelicht.

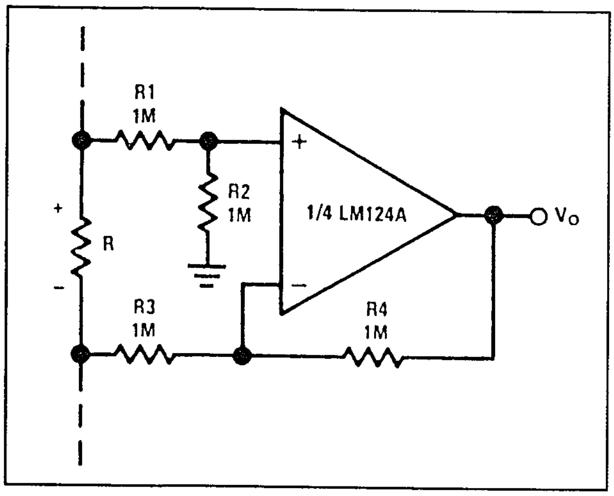
Het meten van een voedingsstroom
In figuur 10/1.2-59 is een standaard symmetrische voeding getekend. Voor bepaalde toepassingen kan het belangrijk zijn te weten hoeveel stroom de voeding verbruikt. Met zou natuurlijk een analoge ampèremeter in de uitgangsleidingen van de voeding kunnen schakelen. Maar tegenwoordig moet alles digitaal en dus moet de stroom op een digitale meter gemeten kunnen worden. Digitale meters meten echter spanningen en bijgevolg moet de verbruikte stroom op de een of andere manier omgezet worden in een spanning die evenredig is met de stroom.
In de twee voedingsleidingen worden kleine sensorweerstanden R1 en R2 opgenomen. De stromen die van de voedingen worden afgenomen vloeien door deze weerstanden en wekken er kleine spanningen over op. Als de weerstanden 1 Ω worden gekozen zal een afgenomen stroom van 1 A een spanning van 1 V genereren.



Figuur 10/1.2-59: Een symmetrische voeding waarbij sensorweerstanden worden gebruikt voor het digitaal meten van de afgenomen stroom.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

De spanning over de weerstanden is dus recht evenredig met de afgenomen stroom. Maar ten opzichte van de massa staan er aan weerszijden van de weerstand natuurlijk volstrekt onbekende en tamelijk willekeurige spanningen. Deze spanningen zijn dus niet zonder meer geschikt om gemeten te worden.
De oplossing is beide aansluitingen van de weerstand aan een verschilversterker te leggen, zoals getekend in figuur 10/1.2-60.



Figuur 10/1.2-60: De spanningsval over een sensorweerstand wordt omgezet in een verschilspanning.

Omdat alle vier de weerstanden van de verschilversterker even groot zijn, zal de schakeling het spanningsverschil berekenen tussen beide ingangen. Dat spanningsverschil is nu net de spanning die door de te meten stroom wordt opgewekt over de sensorweerstand. Het gevolg is dat als er 1 A wordt verbruikt op de uitgang van de verschilversterker een spanning van 1 V staat ten opzichte van de massa. Deze spanning kan aangeboden worden aan de ingang van een digitale voltmeter, de meter wijst de door de voeding afgegeven stroom aan.

Bij dit schema moeten enige belangrijke kanttekeningen geplaatst worden. Zoals gezegd staan de sensorweerstanden in de lijnen geschakeld, die de afgevlakte voedingsspanningen aanbieden aan de stabilisatoren. Bij voedingen met een hoge uitgangsspanning zou de spanning aan een van de aansluitingen van de sensorweerstanden ten opzichte van de massa wel eens 40 V kunnen bedragen. Dat betekent dat de verschilversterker wordt gestuurd met twee signalen die bijvoorbeeld +40 V en +40,8 V groot zijn. Deze spanningen worden weliswaar eerst door twee gedeeld alvorens zij op de ingangen van de op-amp terecht komen. Maar er staan dan toch nog spanningen van rond de +20 V op de ingangen van de op-amp. Een normale op-amp, op een normale manier gevoed, kan dergelijke grote spanningen niet verwerken! Men moet dan eerst laag-ohmige spanningsdelers toepassen die de spanningen aan beide aansluitingen van de sensorweerstand reduceren tot bijvoorbeeld +10 V en +10,2 V. Nadien gaan de knooppunten van deze weerstandsdelers naar de ingangen van de hoog-ohmig uitgevoerde verschilversterker. Door de verschilversterker een spanningsversterking van 4 te geven wordt de invloed van de spanningsdelers op het meetresultaat weer gecompenseerd.

De verschilversterker en temperatuur sensoren

Temperaturen kunnen elektronisch op verschillende manieren gemeten worden, bijvoorbeeld met thermokoppels of met PTAT-sensoren. In beide gevallen staat er over de sensor een spanning die weliswaar recht evenredig is met de temperatuur, maar waar bovendien een grote offset op zit.

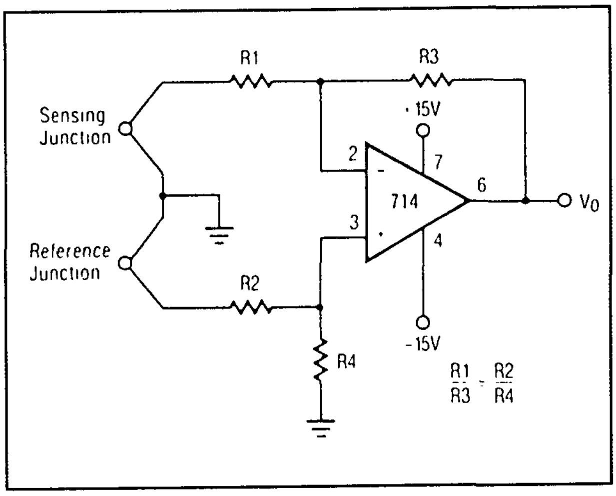
Bij thermokoppels zal men bijvoorbeeld steeds een referentie-koppel in serie moeten schakelen om deze offset te compenseren. Een verschilversterker is dan de aangewezen schakeling om deze offset ook elektronisch te verwerken.
Een praktisch bruikbaar schema is gegeven in figuur 10/1.2-61. Het knooppunt van beide sensoren gaat naar de massa. De eigenlijke temperatuur sensor, de Sensing Junction,

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

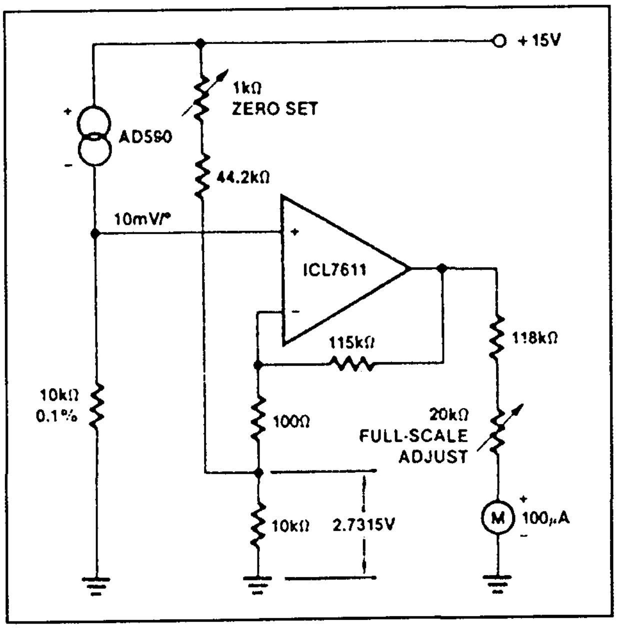
gaat naar de inverterende ingang van de verschilversterker. Het referentiekoppel wordt aangesloten op de niet-inverterende ingang van de schakeling. De verschilversterker berekent het verschil tussen beide thermokoppel-spanningen en levert op de uitgang een spanning die recht evenredig is met de temperatuur in °C.

PTAT-sensoren leveren een uitgangsspanning af die recht evenredig is met de **absolute** temperatuur. Een standaard sensor heeft een uitgangsspanning van 10 mV/°K. Dat betekent dat een dergelijke sensor bij 0 °C een spanning genereert van 2,73 V en bij 20 °C een spanning opwekt van 2,93 V. Wil men een dergelijke sensor gebruiken om een in °C geijkte thermometer te maken, dan zal men deze offsetspanning van 2,73 V van de sensorspanning af moeten trekken. Want dan levert de schakeling immers bij 0 °C een spanning af van 0 V en bij 20 °C een spanning af van 0,2 V.
In figuur 10/1.2-62 is een geschikte schakeling getekend. De PTAT-sensor staat in serie met een weerstand tussen de massa en de voeding geschakeld. Over de serieweerstand wordt de spanning opgewekt die evenredig is met de absolute temperatuur. Deze spanning gaat naar de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. De inverterende ingang is aangesloten op een referentiespanning van precies 2,7315 V. Dat is de spanning die ook op de niet-inverterende ingang staat bij 0 °C. Door de verschilversterker wordt deze spanning van de sensorspanning afgetrokken, zodat de schakeling bij 0 °C een uitgangsspanning van 0 V opwekt. De uitgangsspanning kan, zoals in het voorbeeld, analoog gemeten worden maar kan ook aan een digitale spanningsmeter aangeboden worden.

Verschilversterkers en brugschakelingen
Brugschakelingen zijn een belangrijk hulpmiddel voor het nauwkeurig meten van kleine weerstandsvariaties.



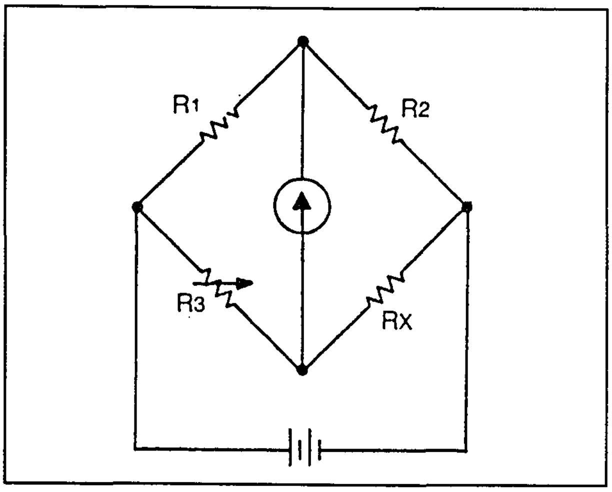
Figuur 10/1.2-61: Een verschilversterker berekent het spanningsverschil tussen twee thermokoppels.



Figuur 10/1.2-62: Het compenseren van de PTAT-spanning bij 0 °C door middel van een (aangepaste) verschilversterker.

Wheatstone was de eerste die een dergelijke schakeling bedacht heeft en vandaar dat dit soort schakelingen door het leven gaat onder de naam "Wheatstone-bruggen".
Het principe van zo'n brugschakeling is getekend in figuur 10/1.2-63.

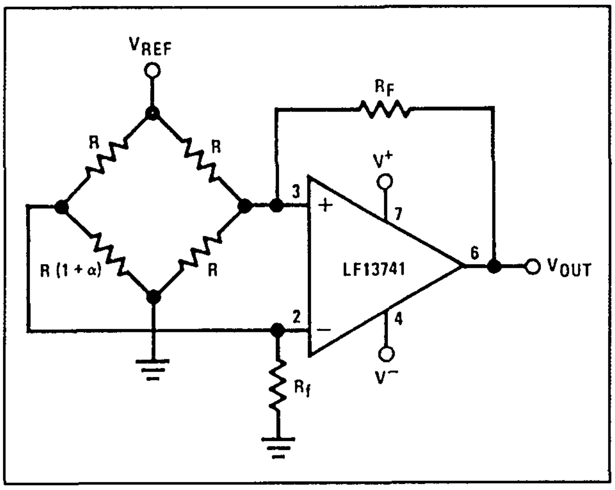
1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers



Figuur 10/1.2-63: Het principe van de brug van Wheatstone.

Vier weerstanden zijn in brug geschakeld. Eén diagonaal van de brug wordt gevoed met een gelijkspanning, over de andere diagonaal wordt een meetinstrument aangesloten. Als alle vier de weerstanden even groot zijn, dan is de brug in evenwicht en zal de meter geen spanning meten. De voedingsspanning wordt immers door de twee weerstandsdelers R1/R2 en R3/Rx door twee gedeeld en op beide knooppunten staat een spanning die precies gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Over het meetinstrument staat geen spanning.
Vervangt men een van de vaste weerstanden, bijvoorbeeld Rx, door een sensorweerstand die een of andere fysische grootheid (licht, temperatuur, druk, etc) omzet in een kleine weerstandsvariatie, dan zal de brug deze kleine weerstandsvariatie omzetten in een spanning over de meetdiagonaal van de brug. Door een tweede weerstand van de brug, in het getekende voorbeeld R3, uit te voeren als een potentiometer kan men de brug ijken voor een bepaald nulpunt. Stel dat de brug wordt gevoed met een spanning van 10 V. In evenwicht staat er op beide aansluitingen van de meter een spanning van precies 5 V. Als de brug uit evenwicht komt doordat de weerstand van de sensor Rx iets toe- of afneemt, dan zal er op de ene aansluiting van de meter een spanning van bijvoorbeeld 5,05 V ontstaan en op de andere aansluiting een spanning van 4,95 V. Dit kleine spanningsverschil moet versterkt worden, maar bovendien moet de instelspanning van 5 V er uit verwijderd worden. Uiteraard is een verschilversterker daarvoor de aangewezen schakeling!

In figuur 10/1.2-64 is het standaard schema gegeven. De twee ingangen van de verschilversterker worden met een diagonaal van de Wheatstone-brug verbonden. Daarbij vervullen twee brugweerstanden de rol van serieweerstanden van de verschilversterker. De uitgangsspanning van de schakeling levert een naar de massa gerefereerde spanning af die recht evenredig is met het weerstandsverschil α dat door de sensorweerstand van de brug wordt opgewekt.



Figuur 10/1.2-64: Een verschilversterker in een Wheatstone schakeling.

De verschilversterker en common-mode signalen

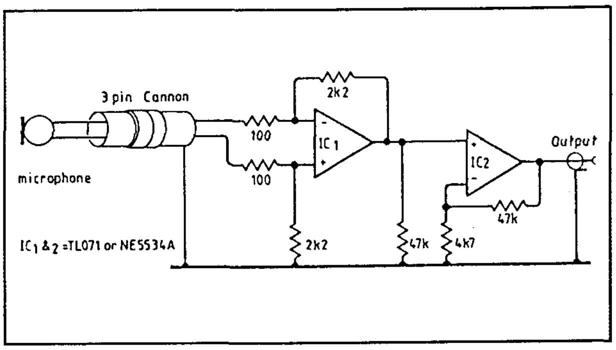
Signaalproducerende onderdelen kunnen vaak last hebben van stoorsignalen, zoals brom of ruis. Dat verschijnsel wordt des te belangrijker naarmate de onderdelen minder signaal opwekken en een hogere eigen impedantie hebben. Om de signalen van dergelijke onderdelen te transporteren moet men afgeschermde draden gebruiken. De afscherming, die aan de massa ligt, zal dan

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

het grootste deel van de externe stoorsignalen opvangen en afvoeren naar de massa. Toch kan men in de praktijk niet altijd gebruik maken van afgeschermde draden. Bij iedere afscherming is het immers de bedoeling dat een van de aansluitingen van het onderdeel aan de afscherming en dus aan de massa ligt. En in de praktijk is dat niet altijd mogelijk.

Als voorbeeld wordt een gevoelige gebalanceerde microfoon genomen. Een dergelijk onderdeel produceert een zeer lage spanning over een hoge impedantie. Door de speciale gebalanceerde opbouw van het onderdeel is het onmogelijk een van de aansluitingen aan de massa te leggen.
Op de twee hoog-impedante aansluitingen staan niet alleen signaalspanningen (ten opzichte van elkaar in tegenfase) maar ook stoorsignalen zoals brom van het wisselspanningsnet. Die brom is echter wel op beide aansluitingen in even grote mate aanwezig.
Een dergelijke situatie, waarbij twee signaalvoerende leidingen in even sterke mate verontreinigd zijn met een stoorsignaal, noemt men een common-mode situatie. Een verschilversterker is een ideale schakeling om dergelijke common-mode spanningen te scheiden van de eigenlijke signaalspanning. Dat volgt uit de basis-eigenschap van een dergelijke schakeling. De versterker berekent **het verschil** tussen de spanningen op de twee ingangen. Als er aan beide ingangen identieke spanningen worden gelegd, dan zal de uitgang van de schakeling op 0 V blijven staan! Er is dan immers geen sprake van een verschilspanning op de ingangen.

Een praktische toepassing van deze common-mode onderdrukking is gegeven in figuur 10/1.2-65. De microfoon wordt via een twee-aderige afgeschermde kabel met de verschilversterker IC1 verbonden. Let op dat de afscherming van deze kabel wel aan de massa van de schakeling ligt, maar dat de twee microfoonaansluitingen zweven ten opzichte van de massa!



Figuur 10/1.2-65: Een verschilversterker onderdrukt de common-mode spanning op beide aansluitingen van een gebalanceerde microfoon.

De verschilversterker berekent het verschil tussen zijn beide ingangsspanningen. Iedere ingang voert twee signalen. Op de eerste plaats het microfoonsignaal, maar dat is op de tweede ader 180° in fase gedraaid, dus omgekeerd. Deze twee signaalspanningen introduceren dus een spanningsverschil tussen de beide ingangen van de versterker en de schakeling zal dit spanningsverschil op de uitgang zetten. Daarnaast staat er op de beide aders van de microfoon het common-mode signaal, dat echter op beide aders even groot en in fase is. Deze signalen introduceren geen spanningsverschil tussen de beide ingangen van de verschilversterker en men zal er op de uitgang van de schakeling dan ook niets van terug vinden. De uitgang levert een signaal af ten opzichte van de massa, dat alleen een verband heeft met het door de microfoon gegenereerde signaal. Dit kleine verschilsignaal wordt in een tweede trap, een operationele versterker als niet-inverterende versterker geschakeld, verder versterkt.

Een tweede toepassing van een verschilversterker als onderdrukker van common-mode signalen is een digitale universeelmeter. Een dergelijk apparaat heeft een hoge ingangsimpedantie en wordt meestal met twee niet afgeschermde even lange meetsnoeren met de te meten spanning verbonden. Die twee zeer hoog-impedante meetsnoeren pikken

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

ook de nodige brom op. Zou men één aansluiting van de meter met de massa van de meet-elektronica verbinden, dan zou de bromspanning op de andere aansluiting verwerkt worden in de meting. Maar men voert in de praktijk beide meetsnoeren naar de ingangen van een verschilversterker. Deze zal deze voor beide meetsnoeren gemeenschappelijke bromspanning onderdrukken, zodat op de uitgang van de schakeling alleen de meetspanning is terug te vinden.

De instrumentatie-versterker

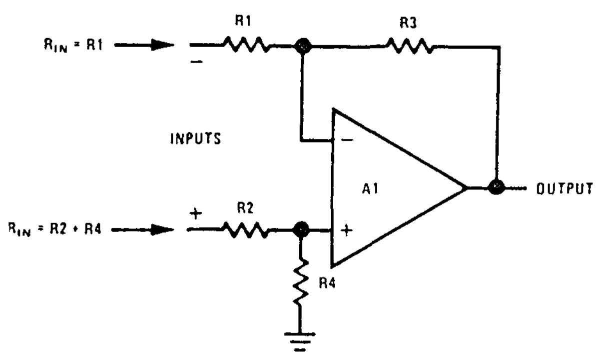
Inleiding

Het zal wel duidelijk zijn geworden dat een verschilversterker een machtig mooie schakeling is, waarmee heel wat schakeltechnische problemen elegant opgelost kunnen worden. Toch heeft de basis-schakeling een aantal gebreken.

Op de eerste plaats worden de ingangen via weerstanden verbonden met de ingangsspanningen. Deze beide weerstanden moeten een specifieke waarde hebben, wil de schakeling echt als verschilversterker werken. Maar, net zoals bij de inverterende versterker (zie figuur 10/1.2-29) zal de uitgangsimpedantie van de bronschakeling grote invloed op de waarde van die weerstanden hebben. Was dat bij de inverterende versterker vervelend, bij de verschilversterker is dat verschijnsel dodelijk voor de werking! Zonder spanningsbuffers voor beide ingangen kan men in de meeste gevallen niets met de basis-schakeling beginnen.

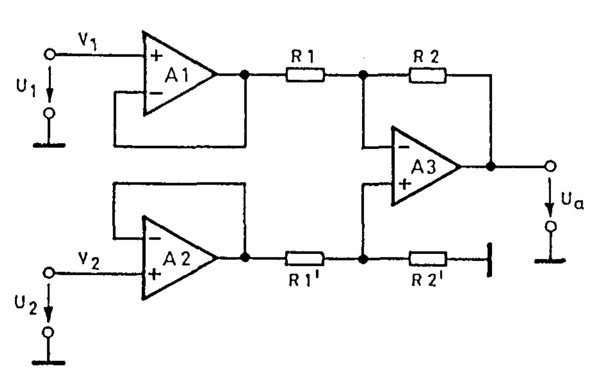
Een tweede probleem is dat, als de weerstanden in de schakeling groot worden, er problemen ontstaan met faseverschuivingen en paracitaire capaciteiten. Daardoor zal de schakeling boven een bepaalde frequentie niet meer echt als verschilversterker gaan werken.

Een derde probleem is dat de ingangsimpedanties van beide ingangen niet aan elkaar gelijk zijn. Het signaal dat op de inverterende ingang wordt aangesloten ziet alleen weerstand R1 als ingangsimpedantie (zie figuur 10/1.2-66), het andere signaal ziet de som van R2 en R4 als ingangsimpedantie.



Figuur 10/1.2-66: De verschillende ingangsimpedanties van de twee ingangen van een verschilversterker.

Al deze problemen kunnen opgelost worden door de twee ingangen van de verschilversterker aan te sluiten op spanningsvolgers. Het volledige schema, getekend in figuur 10/1.2-67, bevat dan drie operationele versterkers, waarvan de twee voorsten als buffer zijn geschakeld en de derde als verschilversterker.



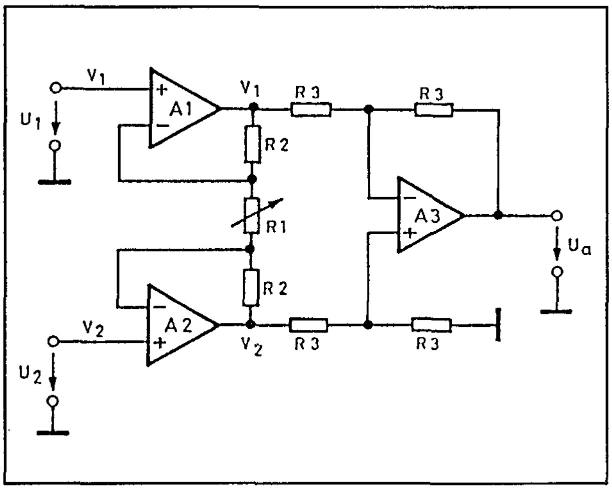
Figuur 10/1.2-67: Een verbeterde versie van een verschilversterker met drie op-amp's.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

Men is er echter in geslaagd een schakeling te ontwerpen die ook gebruik maakt van drie operationele versterkers en die precies hetzelfde werkt als een verschilversterker, maar veel betere specificaties heeft. Dat is de instrumentatie-versterker, die in dit subhoofdstuk in het kort zal worden toegelicht. In het kort, omdat aan de instrumentatie-versterker een afzonderlijk hoofdstuk 10/4 wordt besteed en omdat een diepergaande bespreking van deze schakeling meer op zijn plaats is in het hoofdstuk 10/4.1, "Achtergrond-informatie".

Het basisschema van een instrumentatie-versterker

Het basisschema van een instrumentatie-versterker is getekend in figuur 10/1.2-68.



Figuur 10/1.2-68: Basisschema van een instrumentatie-versterker.

De twee linkse operationele versterkers lijken als spanningsvolgers te werken, maar dat is niet het geval! Tussen de twee inverterende ingangen is immers een weerstand R1 opgenomen en dit onderdeel speelt een belangrijke rol bij de werking. Deze weerstand staat in serie met twee andere, even grote weerstanden R2 die naar de uitgangen van de operationele versterkers gaan. De twee uitgangen van de linker op-amp's zijn verbonden met een derde op-amp die als klassieke verschilversterker is geschakeld. De vier weerstanden R3 van deze schakeling zijn identiek.

De werking van de instrumentatie-versterker

De werking van een instrumentatie-versterker is zonder gebruik van wiskunde tamelijk moeilijk te doorgronden. Fysisch kan in feite alleen een benaderende verklaring van de werking worden gegeven.
De twee linkse operationele versterkers zullen er naar streven het spanningsverschil tussen beide ingangen nul te maken. Vandaar dat de twee ingangssignalen U1 en U2, die worden aangeboden aan de niet-inverterende ingangen, ook worden terug gevonden op de inverterende ingangen. Deze spanningen staan echter over de weerstand R1. Het gevolg is dat over deze weerstand een spanning staat die recht evenredig is met het verschil tussen beide ingangsspanningen. Hoe groter dit verschil, hoe groter de spanning over deze weerstand. Deze spanning kan alleen maar over deze weerstand blijven bestaan als er door de weerstand een stroom vloeit die volgens de wet van Ohm deze spanning over de weerstand opwekt. Deze stroom moet ergens vandaan komen en het zal duidelijk zijn dat deze alleen vanuit de twee uitgangen van de linker op-amp's via de weerstanden R2 naar weerstand R1 kan vloeien. Hoe groter de verschilspanning op de ingangen, hoe groter deze stroom zal zijn. Maar deze stroom kan alleen maar vloeien als op de uitgangen van de linker op-amp's spanningen staan die recht evenredig zijn met het spanningsverschil tussen beide ingangen.

Het zal duidelijk zijn dat het heel eenvoudig is deze schakeling te laten versterken. Het volstaat immers de weerstand R1 te verlagen om een grotere stroom door de weerstand tot gevolg te hebben en dus ook grotere uitgangsspanningen. Dat is het grote voordeel van de instrumentatie-versterker! Door middel van één potentiometer kan men de versterking van de schakeling over een

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

groot bereik instellen. Tweede groot voordeel is dat nu alleen de weerstanden R2 zo nauwkeurig mogelijk aan elkaar moeten zijn.

De ingangstrap rond A1 en A2 versterkt dus wel spanningsverschillen tussen beide ingangen, maar zal common-mode signalen onverzwakt doorkoppelen. Als bijvoorbeeld beide ingangen op een spanning van +5 V staan, dan staan ook beide aansluitingen van de weerstand R1 op deze spanning. Er vloeit geen stroom door dit onderdeel, met als gevolg dat ook de uitgangen van A1 en A2 op +5 V staan.

De linker trap van de instrumentatie-versterker zal dus common-mode signalen onversterkt doorkoppelen naar zijn uitgangen, maar verschilsignalen met een door de waarde van R1 bepaalde versterkingsfactor versterken. Om nu deze onversterkte common-mode signalen uit het signaal te filteren wordt de rechter, traditioneel opgebouwde verschilversterker gebruikt. Het volstaat nu echter dat deze schakeling wordt ingesteld op een versterking van 1. De common-mode spanning wordt op de bekende manier uit het signaal gefilterd, de reeds versterkte verschilspanning wordt omgezet in een even grote spanning ten opzichte van de massa.

Voordelen van de instrumentatie-versterker

Ten opzichte van de verschilversterker heeft de instrumentatie-versterker de volgende voordelen:

- de werking van de traditionele verschilversterker, namelijk common-mode signalen uitfilteren en verschilsignalen versterken, wordt nu opgesplitst in twee trappen die ieder maximaal voor hun taak berekend kunnen worden;
- het linker gedeelte van de schakeling dat het verschilsignaal versterkt, heeft maar twee weerstanden nodig die precies even groot moeten zijn;
- het rechter gedeelte van de schakeling dat de common-mode signalen moet uitfilteren kan volstaan met een versterkingsfactor van 1 en wordt aangestuurd uit twee zeer laag-ohmige op-amp uitgangen;
- vandaar kan men vier identieke laag-ohmige weerstanden in het rechter gedeelte kan toepassen, die veel gemakkelijker met de noodzakelijke kleine tolerantie te verkrijgen zijn dan grote weerstanden;
- de versterking van de verschilspanning is heel eenvoudig in te stellen door middel van één potentiometer;
- de onderdrukking van common-mode signalen is volledig onafhankelijk van de versterking van de schakeling, dit proces gebeurt immers in de tweede trap.

Besluitend kan men stellen dat een instrumentatie-versterker een ideale schakeling is voor het versterken van zeer kleine verschilsignalen, die in een omgeving worden opgewekt waar de signalen gestoord worden door zeer grote common-mode signalen. Een omgeving die men in de industrie vaak aantreft! Het zal dan ook geen verbazing wekken dat de instrumentatie-versterker op grote schaal in industriële omgevingen wordt toegepast voor het versterken van allerlei zeer kleine signalen die door sensoren worden geleverd.

1.2 Operationele versterkers als spanningsversterkers

10/1.3

Operationele versterkers als signaalgeneratoren

Inleiding

Signaalgeneratoren

Operationele versterkers zijn ideale schakelingen voor het opbouwen van signaalgeneratoren. Bij alle signaalgeneratoren moet er minstens één terugkoppeling worden aangebracht van de uitgang van de schakeling naar de ingang. In de meeste gevallen zal dat een meekoppeling moeten zijn, want dat is immers een van de fundamentele oscillatie-voorwaarden van iedere oscillator. Dank zij de twee inverterend werkende ingangen van een operationele versterker kan men deze meekoppeling op een eenvoudige manier aanbrengen tussen de uitgang en de niet-inverterende ingang. Er bestaan echter ook signaalgeneratoren waarbij een tweede, tegenkoppelende terugkoppeling noodzakelijk is om het oscillatieproces te stabiliseren. Deze kan dan aangebracht worden tussen de uitgang en de inverterende ingang.
Dank zij deze twee tegengesteld werkende ingangen kan men een operationele versterker voor ieder soort signaalgenerator inschakelen!

Soorten signaalgeneratoren

Er bestaat in de elektronica een aantal signaalgeneratoren dat als standaard betiteld kan worden:

- de rechthoekgenerator;
- de pulsgenerator;
- de "natuurlijke" sinusgenerator;
- de "synthetische" sinusgenerator;
- de driehoekgenerator;
- de zaagtandgenerator;
- de trapspanninggenerator;
- de functiegenerator.

Met deze acht basis signaalgeneratoren kan zowat ieder elektronisch probleem opgelost worden.

In de volgende subhoofdstukken zal besproken worden hoe deze acht basis signaalgeneratoren met behulp van operationele versterkers opgebouwd kunnen worden.

De rechthoekgenerator

Definitie

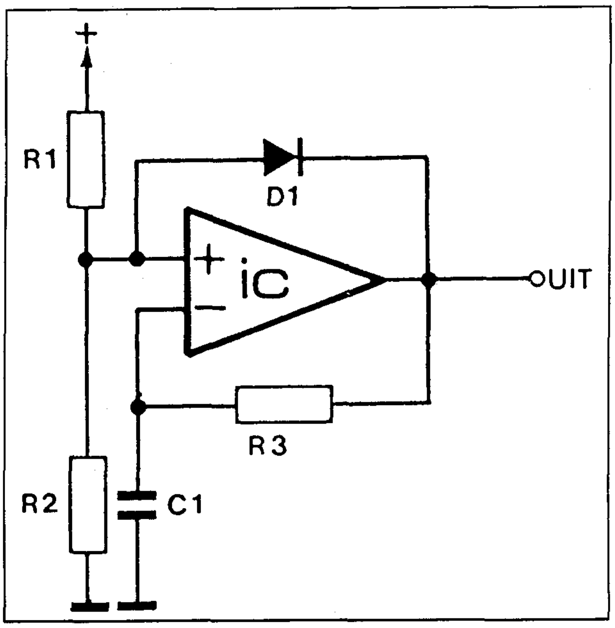
Een rechthoek is een signaal dat, de naam zegt het al, gedefinieerd wordt door een rechthoekige vorm. Het signaal kent dus maar twee waarden, die in de meeste gevallen "L" en "H" genoemd worden. Het signaal zal met een bepaalde frequentie zo snel mogelijk van "L" naar "H" springen en nadien weer van "H" naar "L".

De basisschakeling

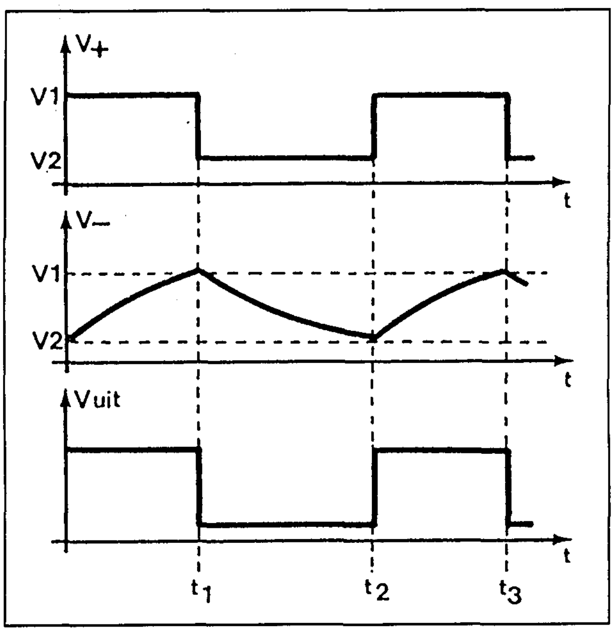
De basisschakeling van een rechthoekgenerator met enkelvoudige positieve voeding is getekend in figuur 10/1.3-1.

De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt door middel van de twee weerstanden R1 en R2 ingesteld op een spanning U1. De inverterende ingang is aangesloten op een condensator C1, die naar de massa is geschakeld en houdt bovendien voeling met wat er op de uitgang gebeurt door middel van de terugkoppelweerstand R3.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-1: De basisschakeling van een rechthoekgenerator met een operationele versterker.



Figuur 10/1.3-2: Grafische verklaring van de werking van de basisschakeling van de rechthoekgenerator.

Er is nog een tweede terugkoppeling in de schakeling opgenomen, namelijk de diode D1 die de niet-inverterende ingang onder bepaalde voorwaarden terugkoppelt naar de uitgang.

De werking van de schakeling wordt besproken aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.3-2.

Stel dat de schakeling met de voedingsspanning wordt verbonden. De niet-inverterende ingang van de op-amp stelt zich in op de spanning U1. De condensator C1 is volledig ontladen, de spanning op de inverterende ingang is nul. De niet-inverterende ingang is positiever dan de spanning op de inverterende ingang, de uitgang van de op-amp gaat naar de voedingsspanning. De condensator C1 gaat opladen via de weerstand R3 uit deze hoge spanning. De spanning op de inverterende ingang gaat dus langzaam stijgen. De snelheid waarmee deze spanning stijgt wordt bepaald door de waarden van de weerstand R3 en de condensator C1.
Op tijdstip t1 is de condensator geladen tot de spanning U1. Even later wordt de spanning op de inverterende ingang dus hoger dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de op-amp, die als comparator werkt, omschakelt en de uitgang naar een lage spanning gaat.
De diode D1, tot nu toe niet actief, gaat nu geleiden. De kathode wordt immers negatiever dan de anode. De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt via de geleidende diode verbonden met de lage uitgangsspanning op de uitgang van de schakeling.
Het gevolg is dat de spanning op de niet-inverterende ingang daalt tot een spanning U2. Deze is gelijk aan de uitgangsspanning van de op-amp plus de geleidingsspanning van de diode D1.
De geladen condensator C1 gaat nu ontladen via dezelfde weerstand R3 tot de lage uitgangsspanning van de op-amp. Op tijdstip t2 wordt de spanning over de condensator gelijk aan de spanning U2. De inverterende

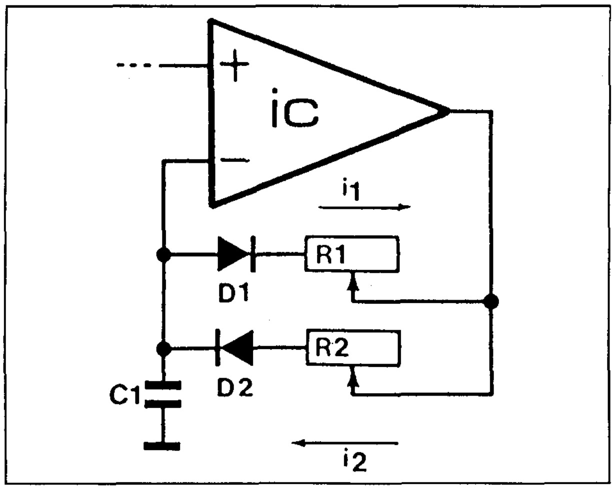
1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

ingang wordt negatiever dan de niet-inverterende ingang, het gevolg is dat de uitgang van de op-amp weer gelijk wordt aan de waarde van de voedingsspanning. De schakeling bevindt zich weer in de uitgangssituatie.

De schakeling wekt dus op de uitgang een rechthoekvormige spanning op, waarvan de frequentie wordt bepaald door de waarde van de condensator C1 en de weerstand R3.

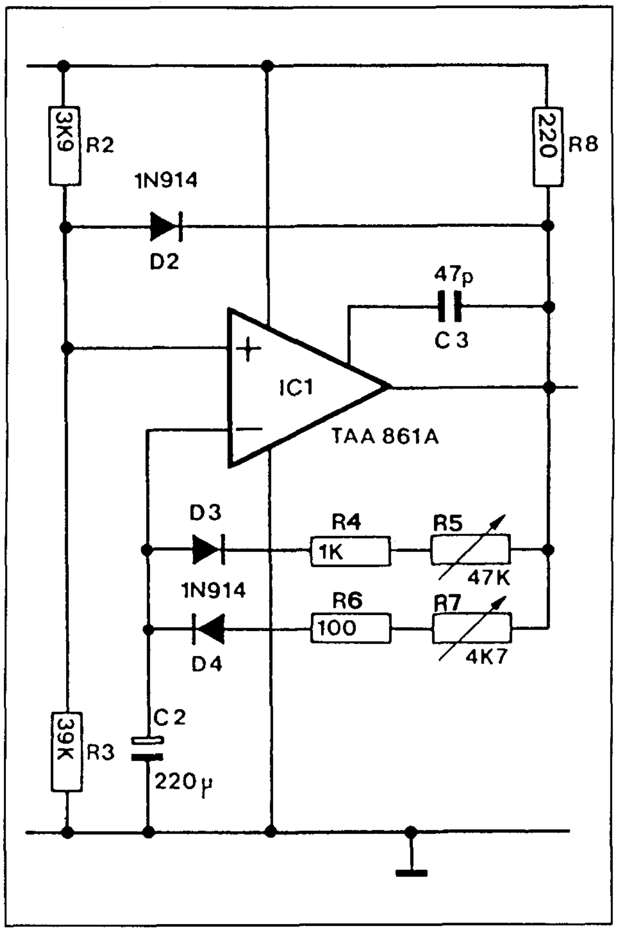
Instellen van de duty-cycle

De schakeling van figuur 10/1.3-1 wekt een rechthoekvormige spanning op maar de duty-cycle, de verhouding tussen hoog- en laagtijd, is niet instelbaar. Deze duty-cycle wordt alleen bepaald door de tijdconstante van het laden en ontladen van de condensator C1. Nu zijn deze tijdconstanten weliswaar even groot, maar dat wil nog niet zeggen dat het laden en ontladen even lang duurt. Dat is een gevolg van de verschillende laad- en ontlaadkarakteristieken van een condensator. Het gevolg is dat de uitgang een niet-symmetrische rechthoekspanning opwekt, een spanning waarvan de "L"-tijd niet gelijk is aan de "H"-tijd. Voor vele toepassingen is het echter noodzakelijk dat een rechthoekspanning met een gedefinieerde aan-uit verhouding wordt gegenereerd.



Figuur 10/1.3-3: Het regelen van de duty-cycle van de uitgangspuls.

Hoe dat kan is geschetst in figuur 10/1.3-3. De condensator C1 wordt geladen en ontladen via twee afzonderlijke weerstanden R1 en R2. De dioden D1 en D2 zorgen ervoor dat weerstand R2 wordt gebruikt voor het laden en weerstand R1 voor het ontladen. Als de uitgangsspanning van de op-amp hoog is, dan gaat alleen D2 geleiden met als gevolg dat de stroomkring tussen C1 en R2 wordt gesloten. De diode D1 spert en de weerstand R1 is niet actief. Door beide weerstanden onder de vorm van instelpotentiometers uit te voeren kan men de laad- en ontlaadtijden van de condensator C1 individueel instellen. Op deze manier is het mogelijk een uitgangspuls op te wekken met een instelbare duty-cycle.



Figuur 10/1.3-4: Een praktisch bruikbaar schema van een rechthoekgenerator met instelbare duty-cycle.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

Het volledige schema van een praktisch bruikbare oscillator met regelbare duty-cycle is getekend in figuur 10/1.3-4. In deze schakeling wordt gebruik gemaakt van een speciale op-amp van Siemens, de TAA 861 A. Deze wordt gekenmerkt door kleine schakeltijden, hetgeen een groot voordeel is als men operationele versterkers in dit soort schakelingen gebruikt! De condensator C3 is bij dit IC noodzakelijk voor de frequentiecompensatie.

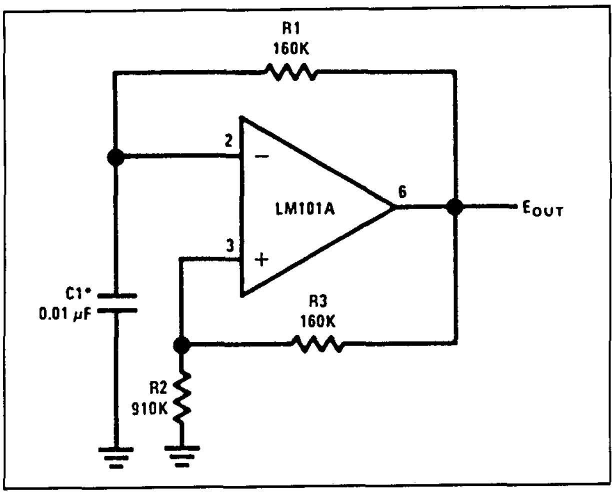
Voor- en nadelen van de schakeling

De besproken schakeling heeft als voordeel dat zij zeer eenvoudig is en probleemloos werkt. Maar daar staan ook een aantal nadelen tegenover!

- De waarde van de frequentie is in niet geringe mate afhankelijk van de grootte van de voedingsspanning. Hoe hoger deze is, hoe sneller de condensator zal opladen! Wil men een oscillator ontwerpen met een zeer constante frequentie, dan is het absoluut noodzakelijk de op-amp uit een zeer goed gestabiliseerde voeding te voeden.
- Operationele versterkers zijn geen snelheidsmonsters. Iedere op-amp wordt gedefinieerd door een bepaalde slew-rate, uitgedrukt in V/µs. Deze grootheid geeft aan hoe snel de spanning op de uitgang van de op-amp maximaal kan stijgen of dalen. Deze grootheid bepaalt dus in deze applicatie hoe snel de rechthoekspanning van "L" naar "H" en van "H" naar "L" omschakelt. Omdat deze slew-rate bij de meeste operationele versterkers tamelijk laag is moet men niet verwachten dat men deze schakeling kan gebruiken voor het genereren van een rechthoekspanning met een frequentie van 10 MHz. Voor vele op-amp's is 10 kHz zo ongeveer de grens waarbij een acceptabele uitgangsspanning verwacht kan worden.

Symmetrische voeding

Als men de operationele versterker gebruikt in een systeem met symmetrische voeding, kan de schakeling nog iets vereenvoudigd worden. Het theoretische schema is getekend in figuur 10/1.3-5.



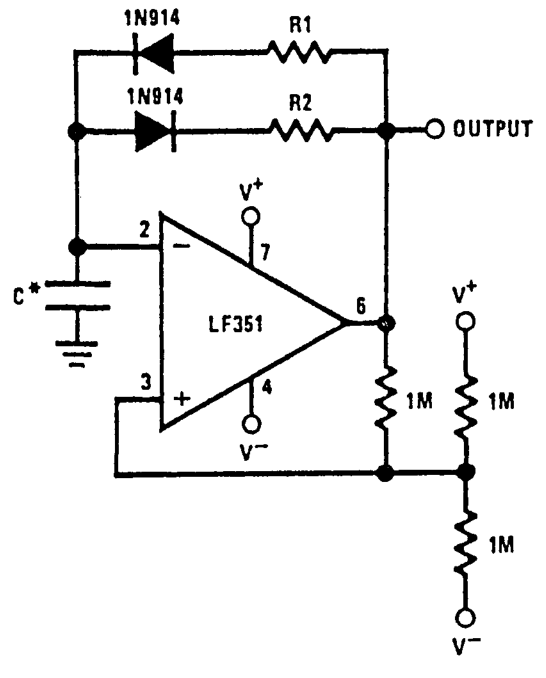
Figuur 10/1.3-5: Het schema van een rechthoekgenerator, gevoed uit symmetrische spanningen.

De schakeling rond de inverterende ingang is identiek. De niet-inverterende ingang is nu echter ook opgenomen in een resistieve terugkoppeling tussen de massa en de uitgang.

Bij het verbinden met de symmetrische voedingsspanningen zal de inverterende ingang op 0 V staan. De condensator is immers ontladen. Afhankelijk van de polariteit van de offsetspanning van de op-amp zal de niet-inverterende ingang iets positiever of iets negatiever zijn dan 0 V. De uitgang van de op-amp loopt vast tegen een van de voedingsspanningen. Afhankelijk van de polariteit van de uitgang zal de niet-inverterende ingang zich instellen op een positieve of negatieve referentiespanning. De condensator C1 zal zich, alweer afhankelijk van de polariteit van de uitgang, positief opladen of negatief ontladen. Wat ook het geval zij, na enige tijd wordt de spanning op de inverterende ingang groter of kleiner dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp omklapt van + naar - of van - naar + en dat de

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

condensator in de tegengestelde zin wordt geladen of ontladen.
Ook nu wordt de frequentie van het uitgangssignaal alleen bepaald door de waarden van de passieve onderdelen rond de op-amp en door de waarde van de voedingsspanning. De uitgang levert een niet symmetrische rechthoekspanning af, die heen en weer springt tussen een negatieve "L" en een positieve "H".
Nadeel van deze schakeling is dat de spanning over de condensator zowel negatief als positief zal worden. Het is dus niet mogelijk om een elco toe te passen in het frequentiebepalende netwerk!



$$\bullet\ t_{OUTPUT\ HIGH} \approx R1C\ \ell n \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$$

$$\bullet\ t_{OUTPUT\ LOW} \approx R2C\ \ell n \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$$

where $V_S = V^+ + |V^-|$

Figuur 10/1.3-6: Het instellen van de duty-cycle bij symmetrische voeding.

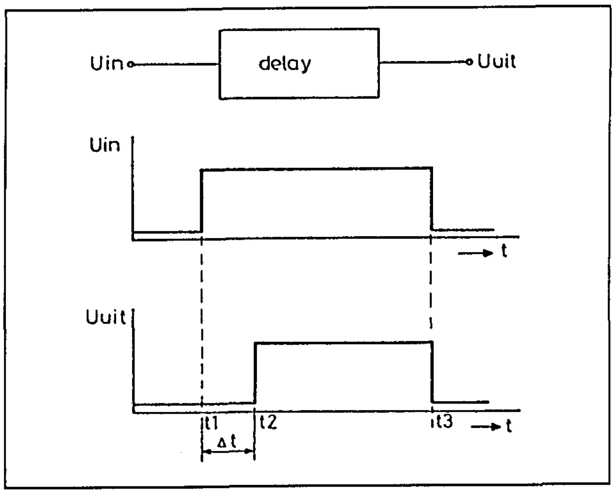
Het instellen van de duty-cycle bij de schakeling met symmetrische voeding
Ook nu kan men het reeds beschreven principe toepassen voor het regelen van de aan-uit verhouding van de uitgangspuls. Een praktisch bruikbaar schema is getekend in figuur 10/1.3-6. Ook nu zorgen twee dioden ervoor dat de laad- en ontlaadcircuits van de frequentiebepalende condensator volledig gescheiden zijn. De niet-inverterende ingang wordt hier op een alternatieve manier ingesteld. De twee weerstanden van 1 MΩ, geschakeld tussen beide voedingen, zorgen voor een basisinstelling op 0 V. De derde weerstand van 1 MΩ, geschakeld naar de uitgang, zorgt ervoor dat de spanning op de niet-inverterende ingang positief of negatief wordt, afhankelijk van de spanning op de uitgang. Doordat deze drie weerstanden even groot zijn zullen beide drempels in absolute waarde even groot zijn, maar uiteraard symmetrisch ten opzichte van de nul liggen.

De pulsgenerator

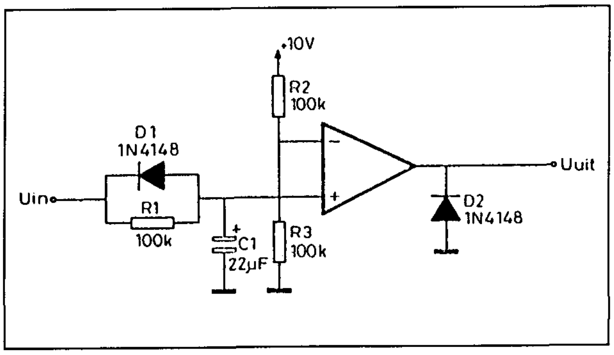
Definitie
Een pulsgenerator is een schakeling die, op commando van een extern stuursignaal, een eenmalige rechthoekvormige puls genereert. De duur van deze puls kan afhankelijk zijn van het externe triggersignaal, waarbij men meestal spreekt van vertragingsschakelingen. Als de duur van de uitgangspuls alleen afhankelijk is van de eigenschappen van de schakeling spreekt men over monostabiele multivibratoren.
Pulsgeneratoren worden in allerlei schakelingen toegepast. Een typisch voorbeeld is een inbraakalarm, waar men na het omzetten van de activeringssleutel 30 seconden tijd heeft om het huis te verlaten.

De vertragingsschakeling
Het basisprincipe van een vertrager is geschetst in figuur 10/1.3-7. De delay zorgt ervoor dat de voorflank van de ingangspuls over een bepaalde, instelbare tijd Δt ver-

traagd wordt. De uitgangspuls verdwijnt op het moment dat de ingangspuls weer naar "L" gaat. Dat is de eenvoudigste vorm van elektronische vertraging, maar ook deze die het meest in de praktijk wordt toegepast.



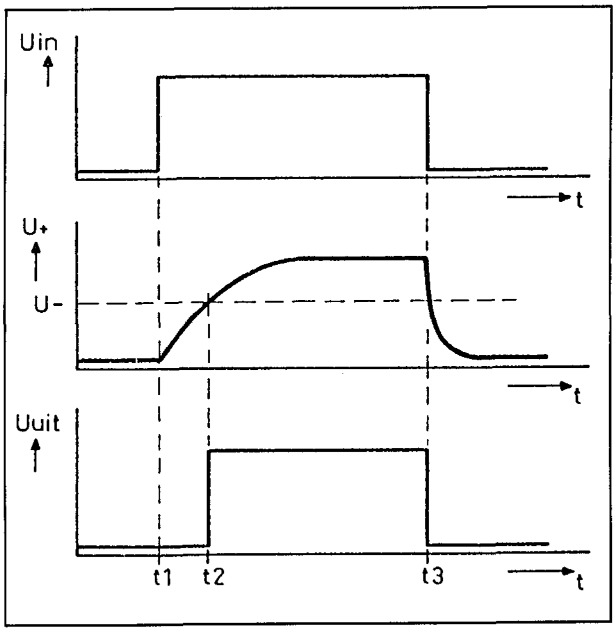
Figuur 10/1.3-7: Het principe van een eenvoudige elektronische pulsvertrager.



Figuur 10/1.3-8: Het praktische schema van een vertrager met een operationele versterker.

Een dergelijke vertrager kan met een operationele versterker worden ontworpen volgens het schema van figuur 10/1.3-8.
Ook nu wordt de op-amp ingezet als comparator.
De inverterende ingang wordt ingesteld op de helft van de positieve voedingsspanning door middel van de spanningsdeler R2/R3.

Tussen de ingang van de schakeling en de niet-inverterende ingang van de op-amp is een RC-netwerkje opgenomen. De weerstand R1 wordt overbrugd door een silicium diode.



Figuur 10/1.3-9: De werking van de vertrager grafisch toegelicht.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.3-9.
Als de ingangsspanning "L" is staat de niet-inverterende ingang van de op-amp op 0 V. Deze spanning is lager dan de spanning op de inverterende ingang (+5 V), het gevolg is dat de uitgang "L" is. Op tijdstip t1 wordt de ingang "H". Er gaat nu een stroom door de weerstand R1 vloeien, die de condensator C1 langzaam gaat opladen. Op tijdstip t2 wordt de spanning over de condensator gelijk aan +5 V. De comparator klapt om, zijn uitgang wordt "H".
De vertraging van de schakeling is dus afhankelijk van de snelheid waarmee de condensator C1 oplaadt tot +5 V. Deze snelheid is uiteraard in te stellen door de waarde van R1 en C1 aan te passen.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

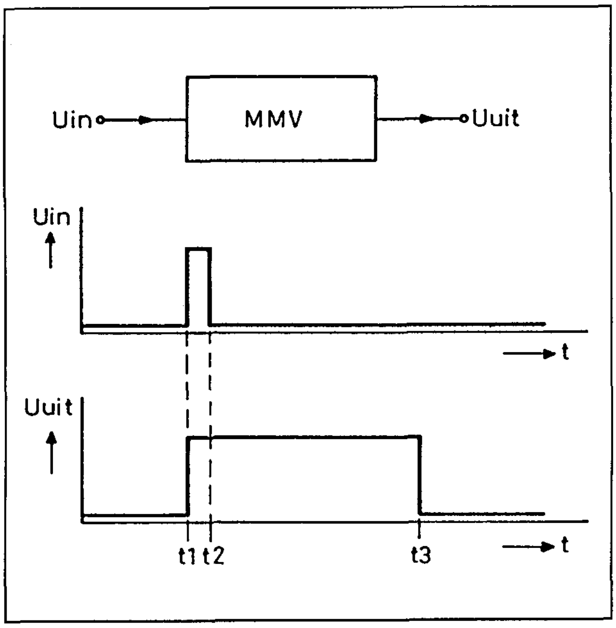
Op het moment t3 gaat de ingangsspanning weer naar "L". De diode D1 gaat nu geleiden, met als gevolg dat de condensator C1 onmiddellijk wordt ontladen. De spanning op de niet-inverterende ingang van de op-amp zakt onder de +5 V drempel, de comparator klapt om en de uitgang van de op-amp gaat weer naar "L".

Voordelen van vertrager met op-amp

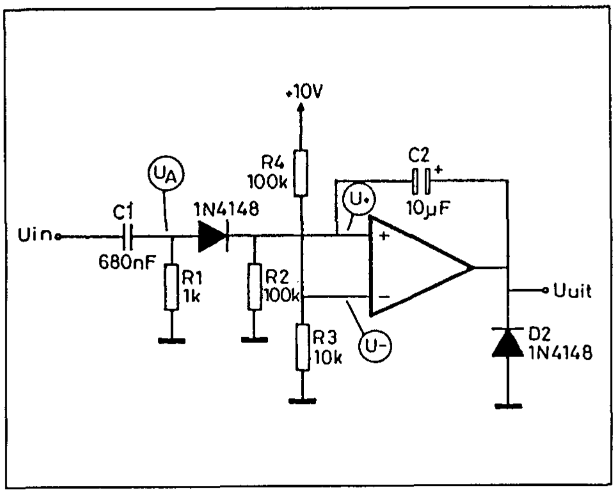
Uiteraard kan men zich de vraag stellen waarom men een dergelijke typisch digitale schakeling met een trage operationele versterker zou uitvoeren, als er een groot aantal zeer snelle digitale schakelingen ter beschikking staat.
De schakeling met operationele versterker heeft als groot voordeel dat er absoluut geen sprake is van storingsgevoeligheid. Iets dat van TTL- of CMOS-schakelingen niet gezegd kan worden. Vaak is het bij dergelijke schakelingen voldoende dat er even een stoorpulsje op de voeding komt om het geheel te activeren, waardoor de vertrager een ongewenst pulsje opwekt.
Een ander voordeel is dat de ingangsimpedantie van moderne FET op-amp's zeer groot is.
Men kan dan een kleine condensator gebruiken in het vertragingsnetwerk en deze laden met een grote weerstand. Met deze schakeling zijn vertragingstijden tot meer dan een uur te bereiken! Natuurlijk is het dan wel noodzakelijk dat ook de ingangspuls gedurende deze tijd aanwezig blijft.

De monostabiele multivibrator

Een monostabiele multivibrator is, zie figuur 10/1.3-10, een schakeling die na het verschijnen van een ingangspuls met willekeurige duur een uitgangspuls genereert waarvan de duur constant is. De pulsbreedte t1 tot t3 van de uitgangspuls is volledig onafhankelijk van de pulsbreedte t1 tot t2 van de ingangspuls. De breedte van de uitgangspuls is in de meeste gevallen in te stellen door een weerstand- of condensator-waarde aan te passen.



Figuur 10/1.3-10: De principiële werking van een monostabiele multivibrator.

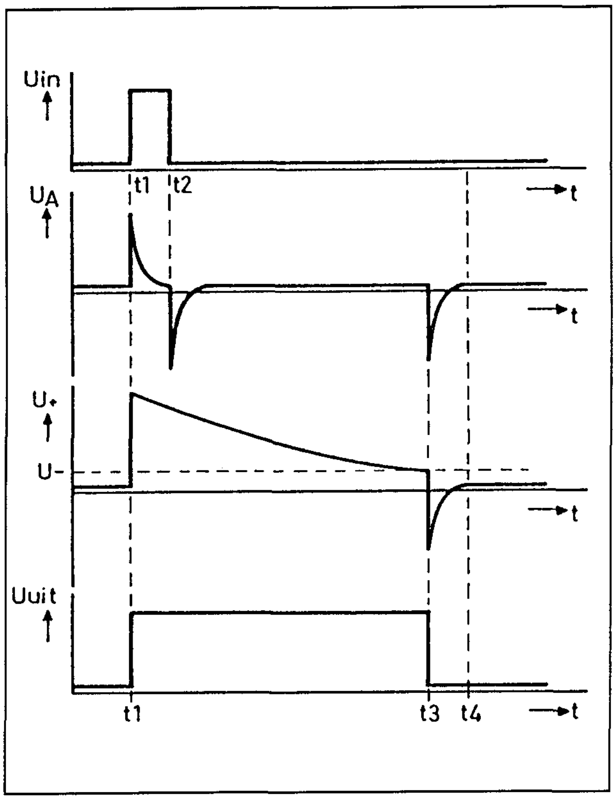


Figuur 10/1.3-11: Het praktische schema van een monostabiele multivibrator met een operationele versterker.

Het praktische schema van een monostabiele multivibrator met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.3-11. De inverterende ingang wordt ingesteld op een kleine positieve spanning door middel van de spanningsdeler R3/R4. De niet-inverterende ingang gaat via de weerstand R2 rechtstreeks

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

naar de massa en staat dus in rust op 0 V. Het gevolg is dat de uitgang in rust op -0,65 V zal staan, omdat de diode D2 de maximale negatieve uitgangsspanning op deze waarde begrenst.
De niet-inverterende ingang wordt via een C/R/D-netwerkje met de ingang van de schakeling verbonden. Bovendien gaat deze ingang via de condensator C2 ook nog naar de uitgang van de op-amp.



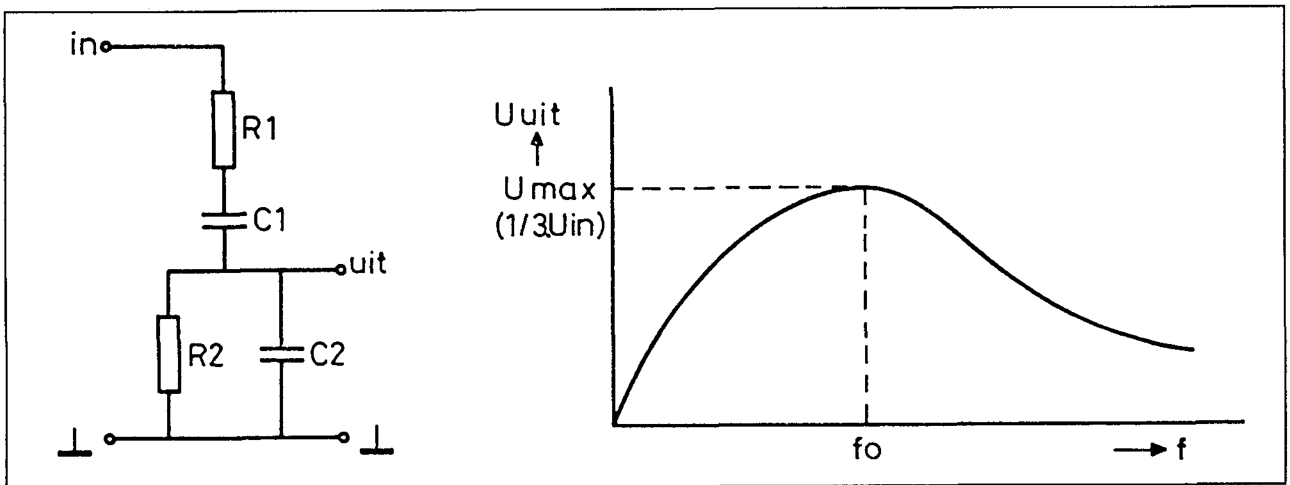
Figuur 10/1.3-12: De werking van de monostabiele multivibrator grafisch toegelicht.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.3-12.
Aan de ingang U_{IN} wordt een smalle positieve puls gelegd. Deze puls zal door het netwerkje C1/R1 geïntegreerd worden. De voorflank wordt omgezet in een zeer smal positief pulsje, de achterflank in een zeer smal negatief pulsje. De diode D1 laat alleen de smalle positieve puls door, bij het verschijnen van de negatieve puls zal de diode immers sperren.
De smalle positieve puls dringt door tot de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Deze puls zorgt ervoor dat de spanning op deze ingang even groter wordt dan de spanning op de inverterende ingang. Het gevolg is dat de comparator, want ook hier wordt de op-amp als comparator geschakeld, omklapt en de uitgang "H" wordt. De condensator C2 vormt echter met de weerstand R2 een differentiator voor deze spanningssprong. Omdat deze condensator echter een zeer grote waarde heeft zal niet alleen de smalle voorflank van de puls op de uitgang teruggekoppeld worden naar de niet-inverterende ingang. De condensator C2 laadt op tot de waarde van de positieve uitgangsspanning en zal deze lading slechts zeer langzaam via de weerstand R2 verliezen.
Het gevolg is dat de ontlaadstroom die door deze weerstand vloeit over de weerstand een spanning opwekt. Daardoor zal de niet-inverterende ingang op een positieve spanning blijven staan, ook na het wegvallen van de smalle positieve puls die door C1/R1 was afgeleid van de voorflank van de ingangspuls. Naarmate de condensator C2 meer ontlaadt zal de ontlaadstroom kleiner worden. Het gevolg is dat ook de spanningsval over de weerstand R2 steeds kleiner wordt en dus ook de spanning op de niet-inverterende ingang steeds kleiner wordt. Op tijdstip t3 wordt deze spanning gelijk aan de spanning op de inverterende ingang. De comparator klapt om, de uitgang van de schakeling gaat weer naar "L".

Op de uitgang ontstaat dus een brede puls t1-t3, waarvan de breedte afhankelijk is van de waarde van de weerstand R2 en de condensator C2.

Door het naar "L" gaan van de uitgangsspanning zal de integrator R2/C2 weer geactiveerd worden.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-13: Het afgestemde filter dat bekend staat onder de naam "brug van Wien".

Deze plotselinge negatieve spanningssprong wordt weer doorgekoppeld en belandt op de niet-inverterende ingang. Maar nu gaat de diode D1 geleiden, die ervoor zorgt dat de negatieve lading van C2 snel via de kleine weerstand R1 kan afvloeien naar de massa. De spanning op de niet-inverterende ingang gaat dus nu heel snel naar 0 V (t4). Op dat moment is de schakeling klaar voor het ontvangen van een nieuwe ingangspuls.

De "natuurlijke" sinusoscillator

Definitie

Een natuurlijke sinusgenerator is een generator die op een zuiver natuurlijke fysische manier een sinus zal genereren.
De schakeling zal genereren, doordat er tussen uitgang en ingang een meekoppeling wordt opgenomen, die één bepaalde frequentie uit het op de uitgang aanwezige ruissignaal oppikt en dit terugkoppelt naar de ingang.
Doordat de operationele versterker bovendien versterkt zal er een rondgekoppeld systeem ontstaan, waardoor alle signalen met andere frequenties dan de resonantiefrequentie van het filter worden onderdrukt en alleen het signaal met deze frequentie op de uitgang over blijft.
"Natuurlijke" sinusgeneratoren zullen gebruikt worden in systemen waar men zeer zuivere sinusoidale spanningen met minimale vervorming nodig heeft.

Het afgestemde filter of de brug van Wien

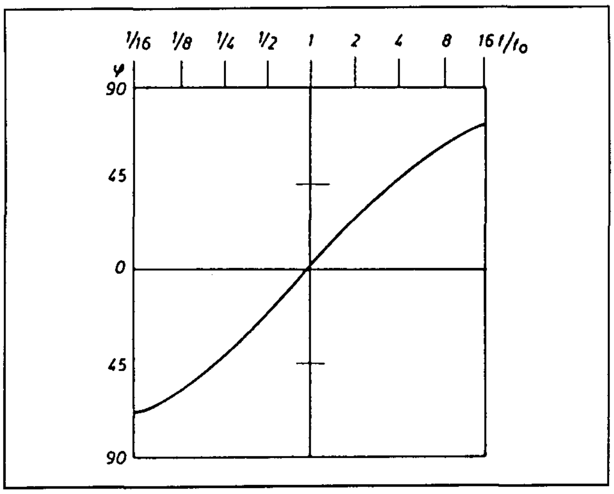
Sinusoscillatoren zijn vrijwel steeds opgebouwd rond een afgestemd filter dat door het leven gaat onder de naam "brug van Wien".

De typische samenstelling van een dergelijk afgestemd filter is weergegeven in figuur 10/1.3-13. De ingang wordt via een weerstand R1 en een condensator C1 verbonden met de uitgang. Tussen de uitgang en de massa staat de parallelschakeling van een weerstand R2 en een condensator C2. Tussen deze onderdelen bestaat een bepaalde relatie, namelijk R1 = R2 en C1 = C2.
Als men de doorlaatkarakteristiek van een dergelijk filter opneemt ontstaat het typisch plaatje dat rechts in figuur 10/1.3-13 is geschetst. Voor zeer lage frequenties zal men niets op de uitgang terug vinden. Dat is vrij logisch, want de seriecondensator C1 heeft voor deze lage frequenties een zeer hoge impedantie. Als de frequentie van het in-

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

gangssignaal stijgt zal men steeds meer uitgangssignaal meten. Er is een bepaalde frequentie f_0, waarbij het uitgangssignaal maximaal is. Laat men de frequentie van het ingangssignaal verder toenemen, dan blijkt dat er op de uitgang weer minder signaal terug te vinden is. Ook dat is logisch, want naarmate de frequentie van het signaal stijgt zal de condensator C2 een steeds kleinere impedantie krijgen en steeds meer van het signaal kortsluiten naar de massa.

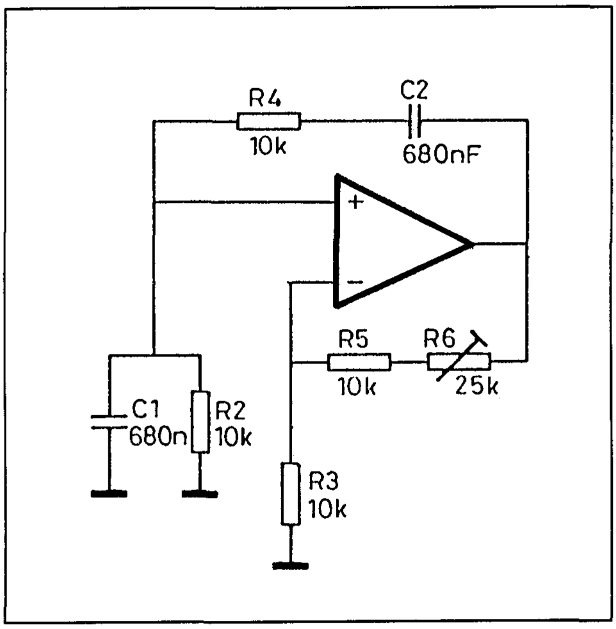
De frequentie f_0 noemt men de eigen frequentie van het filter. Bij deze frequentie zal de brug van Wien precies drie maal verzwakken. De uitgangsspanning is dus gelijk aan 1/3 van de ingangsspanning.



Figuur 10/1.3-14: De faseverschuiving die door een brug van Wien geïntroduceerd wordt.

Maar er is nog een tweede belangrijke eigenschap van de brug van Wien die niet onvermeld mag blijven. Meet men namelijk de faseverschuiving tussen de in- en de uitgangsspanning, dan zal men vaststellen dat bij de eigen frequentie f_0 deze faseverschuiving precies 0° bedraagt.
Dit verschijnsel wordt grafisch voorgesteld in figuur 10/1.3-14. Voor alle andere signaalfrequenties bestaat er een positief of negatief faseverschil tussen het in- en uitgangssignaal.

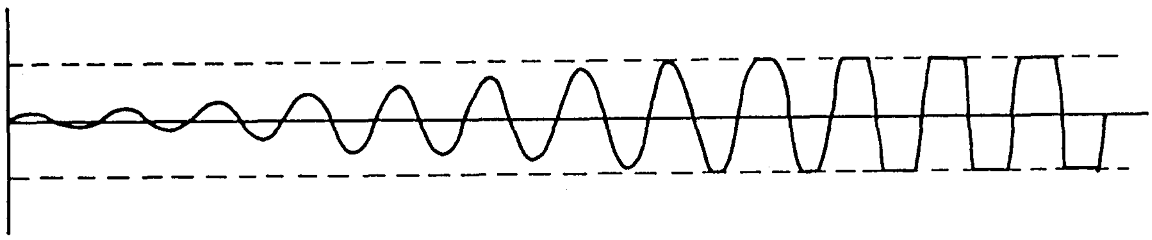
De fundamentele sinusoscillator
Het fundamentele schema van een sinusoscillator met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.3-15.



Figuur 10/1.3-15: De fundamentele, maar nog niet werkende schakeling van een sinusoscillator.

Opgemerkt moet worden dat deze schakeling nog niet werkt! Maar de bespreking van dit systeem is een noodzakelijke stap naar de uiteindelijke sinusschakeling.
De niet-inverterende ingang van de operationele versterker is opgenomen in een brug van Wien. Deze is geschakeld tussen de uitgang en de massa. De uitgang van de op-amp is dus de ingang van de brug van Wien, de niet-inverterende ingang de uitgang. De inverterende ingang van de op-amp is opgenomen in een resistieve terugkoppeling. De weerstanden R3, R5 en R6 zorgen ervoor dat de schakeling een bepaalde versterkingsfactor zal hebben, waarvan de waarde instelbaar is door het verdraaien van de loper van de potentiometer R6.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-16: Het spanningsverloop op de uitgang van de schakeling als men de versterkingsfactor van de operationele versterker iets groter maakt dan 3,0.

Bij het gedachtenexperiment dat nu wordt uitgevoerd wordt de versterkingsfactor ingesteld op een waarde die iets groter is dan 3, bijvoorbeeld 3,01.

Bij het inschakelen van de voedingsspanningen zal men het signaalverloop dat in figuur 10/1.3-16 geschetst is op de uitgang van de operationele versterker kunnen waarnemen.

Op de uitgang zal eerst een zeer klein sinusvormig signaal ontstaan. De amplitude van de uitgangsspanning zal langzaam stijgen en in eerste instantie zal het signaal sinusvormig blijven verlopen. Na een bepaalde tijd wordt echter de amplitude zo groot dat het uitgangssignaal van de op-amp vastloopt tegen de voedingsspanningen. De sinus gaat eerst vervormen en na enige tijd is deze vervorming zo groot geworden dat het uitgangssignaal lijkt op een rechthoekvormige spanning. Dat is de stabiele situatie van de schakeling.

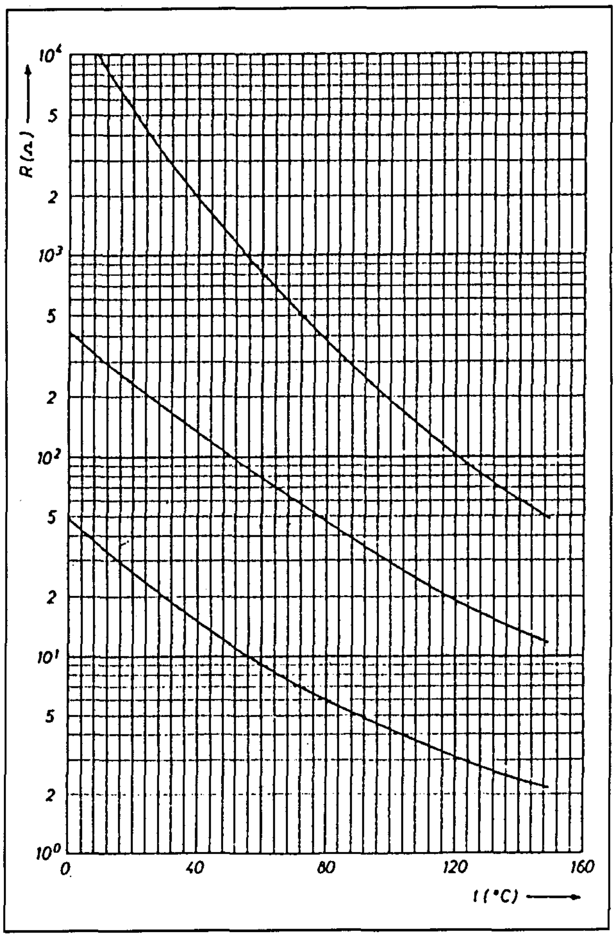
De verklaring van dit verschijnsel volgt rechtstreeks uit de manier waarop de operationele versterker door middel van twee terugkoppelingen is ingesteld. Bij het inschakelen van de voeding zal er in alle weerstanden een ruisspanning worden geïntroduceerd. Deze ruisspanningen verschijnen uiteraard ook op de uitgang van de operationele versterker. Deze worden teruggekoppeld naar de niet-inverterende versterker via de brug van Wien. Dit filter zal ervoor zorgen dat de ruissignalen met frequentie gelijk aan f_0 het minst verzwakt worden teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang. Bovendien verschijnen alleen deze signalen in fase op de uitgang van het filter. Maar het Wien-netwerk verzwakt ook deze signalen drie maal. De versterking van de schakeling bedraagt echter iets meer dan drie, zodat de verzwakking van het filter meer dan gecompenseerd wordt. Dit signaal wordt weer teruggekoppeld, verschijnt drie maal verzwakt maar in fase op de niet-inverterende ingang en wordt nadien weer eens iets meer dan drie maal versterkt door de op-amp. Het gevolg is dat alleen dit ene signaal in de schakeling kan blijven circuleren en dat op de uitgang een steeds iets grotere periode van het signaal met frequentie f_0 verschijnt.

Automatische versterkingsregeling

De schakeling zal alleen werken als sinusoscillator als de operationele versterker de verzwakking van het Wien-filter precies compenseert. Het zal duidelijk zijn dat aan deze eis nooit ofte nimmer voldaan kan worden door de versterking van de op-amp in te stellen met een potentiometertje. De minste of geringste weerstandsvariatie, bijvoorbeeld onder invloed van de temperatuur, zal tot gevolg hebben dat de versterking van de op-amp iets groter of kleiner wordt dan drie, met als gevolg dat de oscillator ofwel vastloopt ofwel uitsterft.

De enige mogelijkheid om de schakeling van figuur 10/1.3-15 om te vormen tot een prak-

tisch bruikbare sinusoscillator is het introduceren van een automatische versterkingsregeling, die ervoor zorgt dat de versterking zich automatisch aanpast aan de verzwakking van het filter. Of met andere woorden, er moet een schakeling geïntroduceerd worden die de versterking van de operationele versterker automatisch zo instelt, dat de amplitude van de uitgangsspanning constant blijft.



Figuur 10/1.3-17: De weerstand van enige NTC's in functie van de temperatuur.

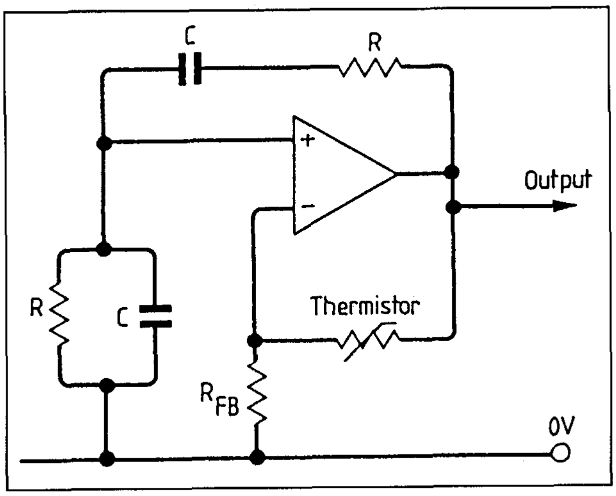
Voor deze absoluut noodzakelijke automatische versterkingsregeling zijn in de loop der jaren ontelbare systemen en principes ontwikkeld. Sommigen zijn zeer eenvoudig, anderen bevatten veel meer componenten dan de eigenlijke sinusoscillator zélf. Dat is niet ten onrechte, want de kwaliteit van een sinusoscillator wordt volledig bepaald door de eigenschappen van de automatische versterkingsregeling. Het probleem is dat deze schakeling een niet-lineaire terugkoppeling in de schakeling introduceert. En de specificaties van deze terugkoppeling bepalen onder andere de vervorming die op de sinus op de uitgang ontstaat.
In de volgende paragraafjes worden enige vaak toegepaste systemen voor de automatische versterkingsregeling toegelicht.

Een NTC als terugkoppelelement
Een NTC heeft een negatieve temperatuurscoëfficiënt is heeft dus een weerstand waarvan de weerstand daalt naarmate de weerstand warmer wordt.
De karakteristieken van enige NTC's zijn getekend in figuur 10/1.3-17.

Een dergelijke NTC kan volgens het schema van figuur 10/1.3-18 gebruikt worden om de versterking van een sinusoscillator automatisch te stabiliseren.

De NTC is opgenomen in het versterkingsbepalende terugkoppelnetwerk van de uitgang naar de inverterende ingang. Als de schakeling met de voeding wordt verbonden zal de NTC koud zijn en zal zijn weerstand vrij hoog zijn. De versterkingsfactor van de op-amp wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstand van de NTC en de waarde van de weerstand R_{FB}. Deze verhouding is groot en de schakeling zal in ieder geval meer dan drie maal versterken. Het gevolg is dat aan de oscillatievoorwaarde wordt voldaan. De op-amp compenseert de verzwakking van het Wien-netwerk en de schakeling gaat oscilleren. De uitgangsspanning is in eerste instantie vrij groot, de kans is zelfs aanwezig dat de uitgangsspanning volledig vastloopt tegen de voedingsspanningen. Deze grote uitgangsspanning stuurt een stroom door de NTC waardoor deze iets gaat opwarmen en zijn weerstand afneemt. Het gevolg is dat de versterkings-

factor van de op-amp ook gaat dalen. De kunst is nu een geschikte NTC te vinden en deze te combineren met een juiste waarde voor de weerstand R_{FB}. Alleen dan zal de schakeling zich stabiliseren in een toestand waarin een stabiele en tamelijk vervormingsvrije sinus op de uitgang ontstaat.

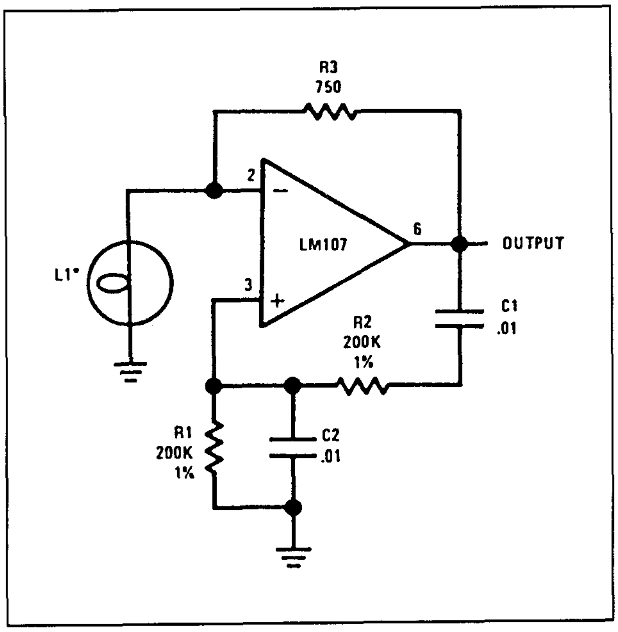


Figuur 10/1.3-18: Een NTC gebruikt voor het stabiliseren van de versterking van een sinusoscillator.

Een gloeilampje als terugkoppelelement

Een gloeilamp is in feite een PTC of weerstand met positieve temperatuurscoëfficiënt. In koude toestand heeft de gloeidraad van een lampje een kleine weerstand en deze weerstand stijgt naarmate de gloeidraad opwarmt. Dank zij deze eigenschap is het mogelijk een sinusoscillator te stabiliseren door een klein gloeilampje in de terugkoppeling op te nemen. Het basisschema is getekend in figuur 10/1.3-19.

Het lampje L1 is geschakeld tussen de inverterende ingang van de op-amp en de massa. In koude toestand is de weerstand van L1 laag. De versterking van de op-amp wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstand van dit lampje en de waarde van de weerstand R3. Deze verhouding is groot, de op-amp versterkt veel meer dan drie en de schakeling gaat oscilleren. De grote uitgangsspanning stuurt een stroom door R3 en L1 met als gevolg dat de gloeidraad opwarmt en de weerstand stijgt. De versterkingsfactor neemt af en ook nu is het weer de kunst L1 en R3 zo te selecteren dat de schakeling zich stabiliseert op een versterkingsfactor van drie.



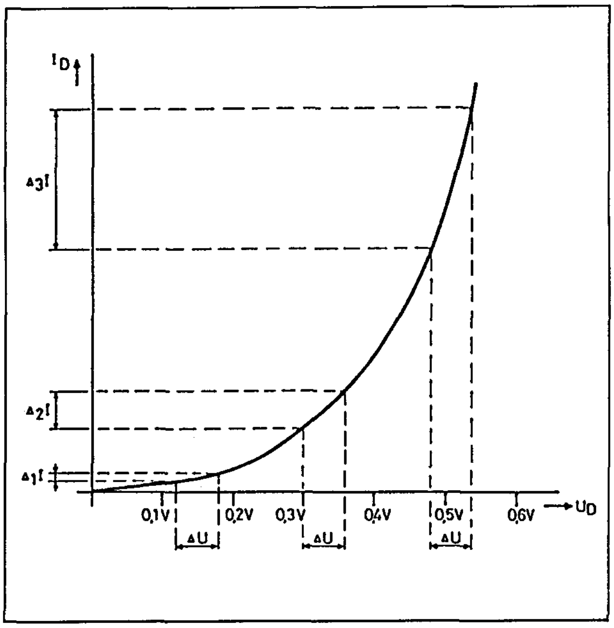
Figuur 10/1.3-19: Een gloeilampje kan, dank zij zijn PTC-eigenschappen, gebruikt worden voor het stabiliseren van een sinusoscillator.

De siliciumdiode als terugkoppelelement

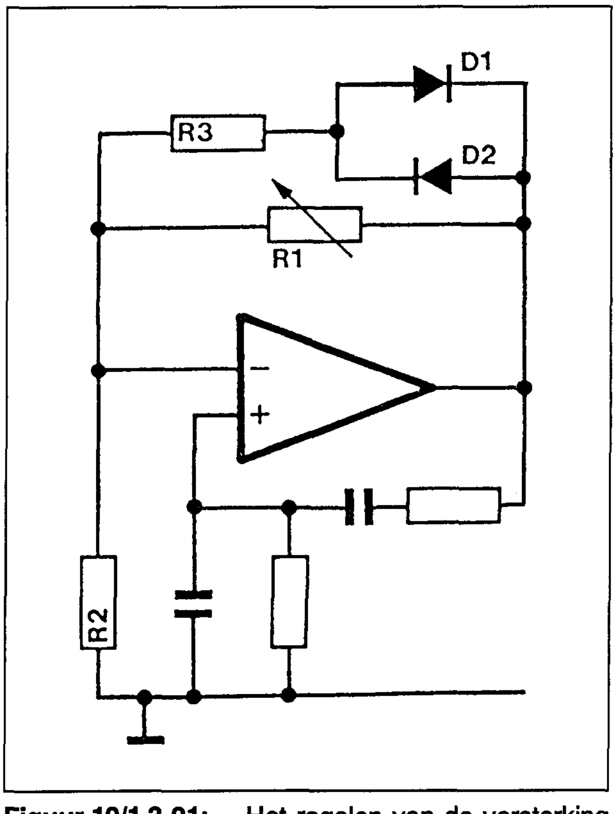
Een Si-diode heeft een stroom-spanning karakteristiek zoals getekend is in figuur 10/1.3-20.

Als de spanning over de diode laag is, dan is ook de stroom zeer klein. Naarmate de spanning stijgt zal de stroom echter meer dan lineair stijgen. Uit deze karakteristiek kan de waarde van de inwendige weerstand afgeleid worden. Uit de vergelijking van de drie ingetekende ΔU/ΔI-verhoudingen kan men afleiden dat de inwendige weerstand daalt naarmate de spanning over de diode toeneemt.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-20: De stroom-spanning karakteristiek van een silicium diode.



Figuur 10/1.3-21: Het regelen van de versterking van de operationele versterker met behulp van twee Si-dioden.

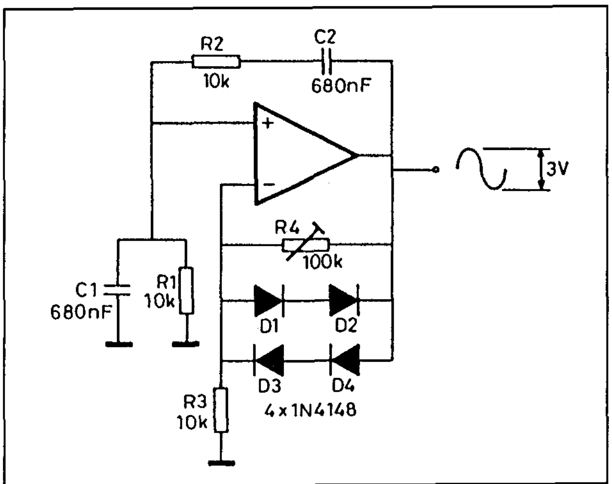
Het zal duidelijk zijn dat men een dergelijk onderdeel kan gebruiken voor het stabiliseren van de versterking van een sinusoscillator. Het basisschema daartoe is getekend in figuur 10/1.3-21.
Twee anti-parallel geschakelde dioden D1 en D2 zijn opgenomen in de terugkoppellus van de operationele versterker.

Bij het inschakelen van de voeding staat er geen spanning over de dioden. Deze hebben dus een zeer hoge weerstand. De versterkingsfactor van de operationele versterker is zeer groot, de schakeling gaat onmiddellijk oscilleren. Naarmate de uitgangsspanning stijgt komt er meer spanning over de dioden te staan. Hun inwendige weerstand daalt en dus ook de versterking van de op-amp. Ook nu is het de ontwerperskunst om het geheel van R1, R2, R3, D1 en D2 zo te dimensioneren dat de schakeling zich uiteindelijk stabiliseert op een versterkingsfactor van drie.
In de meeste gevallen zal men de schakeling een handje moeten helpen door een instelpotentiometer in de terugkoppeling op te nemen. Met deze potentiometer wordt de schakeling afgeregeld op een mooie sinus op de uitgang.
Dat er twee dioden noodzakelijk zijn is logisch. Dioden geleiden immers alleen als de anode positief is ten opzichte van de kathode. Men heeft dus een diode nodig voor het stabiliseren van de schakeling voor de positieve helften van het uitgangssignaal en een tweede voor dezelfde opdracht voor de negatieve halve perioden.

Hoewel het in principe mogelijk is gebruik te maken van slechts twee dioden zal men in de meeste praktische schakelingen vier dioden aantreffen.
Met slechts twee dioden kan men de uitgangsspanning stabiliseren op een tamelijk kleine waarde van ongeveer 1,5 V top-tot-top. Nu kan men de op-amp gerust verder uitsturen zonder dat het gevaar bestaat dat er vervorming ontstaat als gevolg van het vastlopen van de uitgangsspanning. Ge-

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

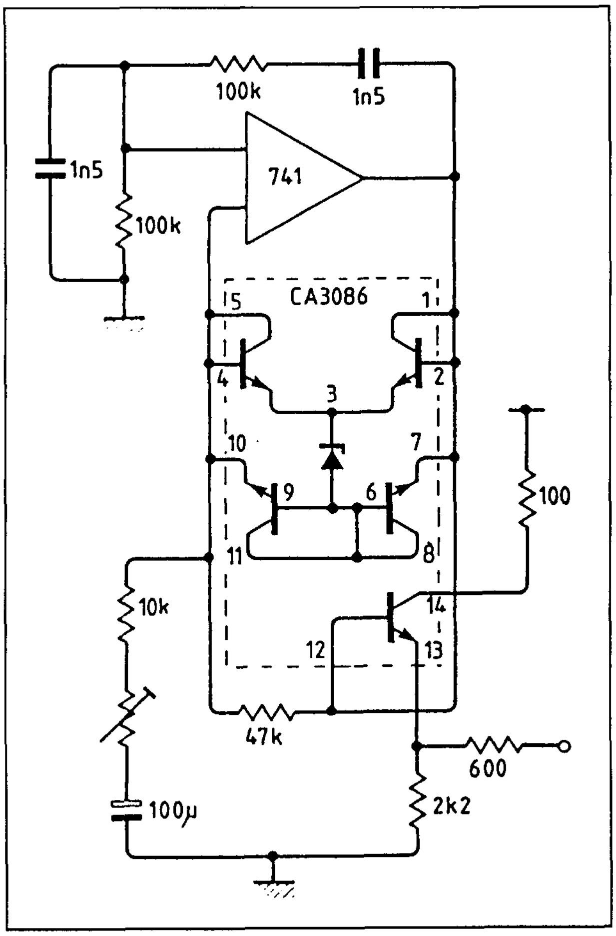
bruikt men vier dioden, zoals getekend in figuur 10/1.3-22, dan kan men de schakeling stabiliseren op een top-tot-top waarde van ongeveer 3 V.



Figuur 10/1.3-22: Door vier dioden in de terugkoppeling op te nemen kan men de waarde van de uitgangsspanning tot ongeveer 3 V top-tot-top laten stijgen.

Stelt men prijs op een minimale vervorming op de sinus, dan is het noodzakelijk dat de vier dioden identieke karakteristieken hebben. Nu zal dat maar zelden het geval zijn als men losse dioden in de schakeling soldeert. Veel beter kan men gebruik maken van een array, waarin een aantal dioden zijn opgenomen die volledig identieke eigenschappen hebben. Als voorbeeld van deze techniek wordt in figuur 10/1.3-23 een schema van een praktisch bruikbare sinusoscillator gegeven.

In dit schema is de terugkoppeling opgebouwd rond een CA 3086 van RCA. Dit IC bevat een aantal zeer identieke transistoren, die hier, door het doorverbinden van basis en collector, als diode worden ingezet. De schakeling levert een sinus met een frequentie van 1 kHz en met een totale harmonische vervorming van slechts 0,04 %!



Figuur 10/1.3-23: Het gebruik van een array minimaliseert de vervorming op de sinus.

Een FET als terugkoppelelement

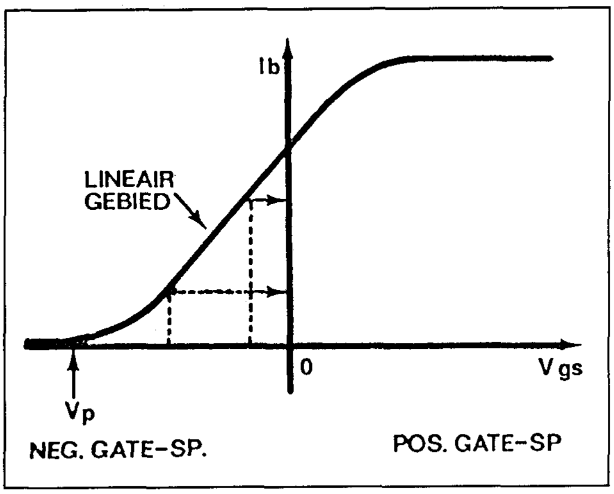
Als laatste voorbeeld van een bruikbaar terugkoppelelement wordt de FET behandeld. Een FET is een transistor die een zeer lineair gedeelte is zijn stroom-spanning karakteristiek vertoont, zie figuur 10/1.3-24.

Als de gate negatief wordt gemaakt ten opzichte van de source ontstaat er een gebied, waar er een volstrekt lineair verband bestaat tussen de gate-source spanning en de drain stroom.

In dit gebied gedraagt de FET zich als een bestuurbare weerstand, waarvan de weerstand tussen drain en source recht evenredig is met de spanning tussen de gate en de

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

source. Dank zij deze eigenschap kan de FET worden ingezet om de versterking van een sinusoscillator te stabiliseren. En dank zij dit volstrekt lineaire gedrag is dat zelfs de beste oplossing omdat er nu geen sprake hoeft te zijn van niet-lineaire terugkoppeling en de daarmee samenhangende harmonische vervorming op het uitgangssignaal. In de meeste praktische sinusoscillatoren zal men dan ook een FET als terugkoppelelement aantreffen.



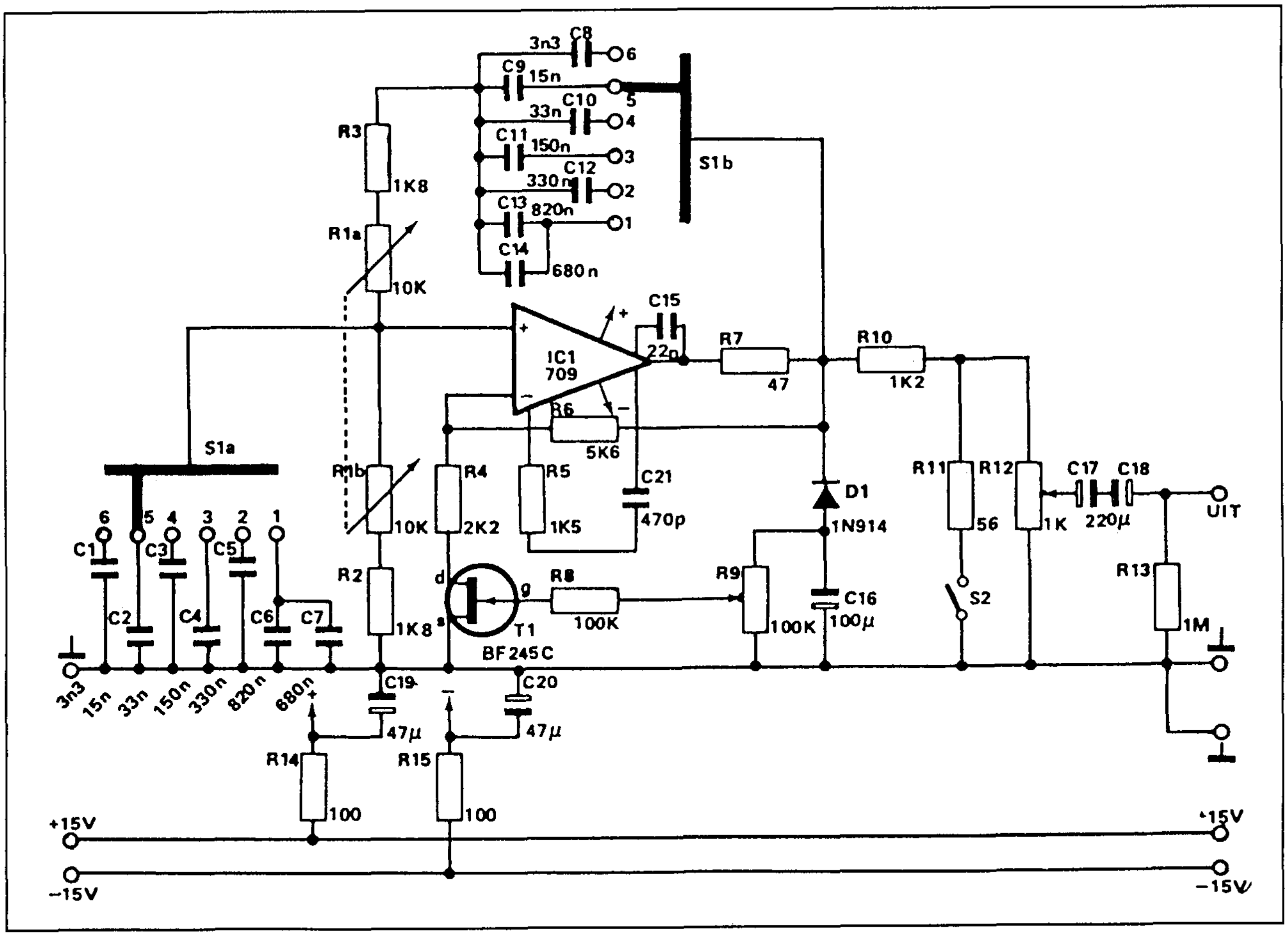
Figuur 10/1.3-24: De stroom-spanning karakteristiek van een FET.

Een voorbeeldschakeling van het FET-principe is getekend in figuur 10/1.3-25. De FET T1 is opgenomen in de versterkingsfactor bepalende terugkoppeling van de op-amp IC1. Deze terugkoppeling bestaat daarnaast uit de onderdelen R6 en R4. Het probleem bij dergelijke schakelingen is het afleiden van het gatesignaal voor de FET. De gate moet immers met een gelijkspanning gestuurd worden, de oscillator levert een wisselspanning. In dit voorbeeld wordt dit probleem op de meest eenvoudige manier opgelost. De uitgangsspanning van de sinusgenerator wordt gelijkgericht met behulp van de diode D1.
Het gelijkgerichte signaal wordt afgevlakt met de condensator C16. De afgevlakte spanning wordt aangeboden aan een instelpotentiometer R9. De loper gaat naar de gate van de FET. Met behulp van de instelpotentiometer R9 kan men het meest gunstigste instelpunt van de FET bepalen.
De werking van de schakeling wijkt in wezen niet af van de tot nu toe behandelde systemen. Als de schakeling met de voedingen wordt verbonden zal de spanning over de condensator C16 0 V bedragen. Het gevolg is dat de drainstroom van de FET vrij hoog is en zijn inwendige weerstand laag. De terugkoppeling bestaat dan uit deze lage weerstand in serie met de eveneens vrij lage R4 en de 5,6 kΩ van de weerstand R6. De schakeling heeft een versterkingsfactor die groter is dan drie en de oscillator kan oscilleren.
De groeiende uitgangsspanning wordt gelijkgericht en bouwt over de condensator C16 een negatieve spanning op. Deze spanning verlegt het instelpunt van de FET in negatieve zin, waardoor de drainstroom daalt en de FET een hogere weerstand krijgt. De versterking van de schakeling gaat dalen. Als men teveel spanning via R9 toevoert aan de gate van de FET zal de versterking zover dalen dat de oscillatie uitsterft. Door echter R9 af te regelen kan men de schakeling instellen op een stabiele sinusvormige uitgangsspanning.
Het nadeel van deze eenvoudige schakeling is dat de lineaire werking van de FET grotendeels verloren gaat door de zeer eenvoudige opbouw van de gelijkrichter. Zoals bekend heeft een diode een alles behalve lineaire karakteristiek, zodat het omzetten van de uitgangsspanning van de sinusoscillator in een gelijkspanning voor het sturen van de FET niet-lineaire vervormingen in het systeem introduceert.
Vandaar dat men in echt professionele schakelingen de gelijkrichter veel uitgebreider zal opbouwen.

In figuur 10/1.3-26 wordt het schema gegeven van een dergelijke professionele sinusoscillator. Hier is alle mogelijke aandacht besteed aan het handhaven van de lineaire

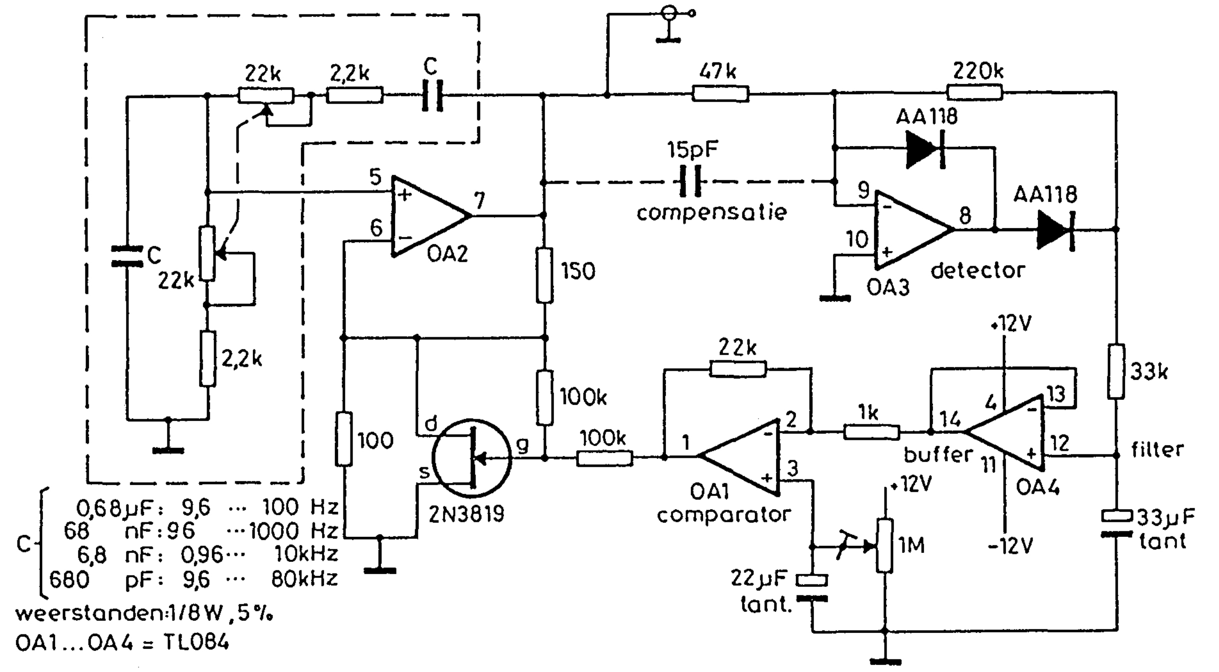
1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

werking van de FET. De eigenlijke sinusoscillator is de schakeling rond operationele versterker OA2.
Men herkent de Wien-schakeling tussen de uitgang, de niet-inverterende ingang en de massa.
De uitgangsspanning van de oscillator wordt in eerste instantie aangeboden aan de ingang van een professionele topdetector rond de operationele versterker OA3. Deze zal de sinusspanning omzetten in een gelijkspanning, waarvan de waarde precies gelijk is aan de topwaarde van de sinus. Deze gelijkrichting verloopt voor 100 % lineair. Nadien wordt de gelijkgerichte spanning, die ontstaat over de condensator van 33 µF aan een buffer OA4 aangeboden. Deze zorgt ervoor dat de condensator niet ontladen kan worden door allerlei niet goed te definiëren paracitaire stromen, die de lineaire werking van de topdetector zouden kunnen verstoren. De uitgangsspanning van de buffer gaat naar een comparator OA1, waar deze spanning vergeleken wordt met een instelbare drempel die via de potentiometer van 1 MΩ ingesteld kan worden.
De comparator vormt in feite een soort optelversterker, die de gebufferde uitgangsspanning van de topdetector optelt bij een met de potentiometer instelbare instelspanning voor de FET. De uitgang van OA1 stuurt de gate van de FET.



Figuur 10/1.3-25: Een zeer eenvoudige praktische toepassing van het FET-principe.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-26: Een professionele sinusgenerator met zeer uitvoerige automatische versterkingsregeling.

De "synthetische" sinusgenerator

Definitie

Bij een "synthetische" sinusgenerator wordt het sinussignaal niet op een natuurlijk-fysische manier afgeleid uit de eigen ruis van de versterker. Er is een ingangssignaal noodzakelijk, een driehoekvormige spanning, dat door de schakeling wordt omgevormd in een benadering van een sinus. Hoewel dergelijke sinusgeneratoren een veel minder zuivere sinus genereren dan de "natuurlijke" schakelingen, is het grote voordeel ervan dat men deze kan gebruiken om een sinus af te leiden uit een functiegenerator. Een functiegenerator is een zeer universele generator, die per definitie alleen rechthoekvormige en driehoekvormige spanningen genereert. Dank zij synthetische sinusgeneratoren kan men de functiegenerator uitbreiden met een sinusvormige uitgang.

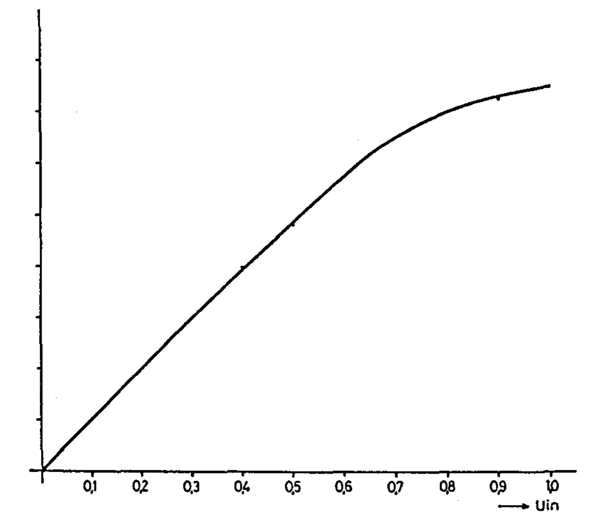
Het principe

Synthetische sinusgeneratoren werken volgens het principe van de spanningsafhankelijke terugkoppeling. De basisschakeling bestaat uit een operationele versterker, geschakeld als inverterende versterker. De versterkingsfactor van de schakeling is echter niet constant, maar afhankelijk van de grootte van de uitgangsspanning. Hoe groter de uitgangsspanning, hoe kleiner de versterkingsfactor. Het verband tussen de in- en de uitgangsspanning van een versterker met spanningsafhankelijke terugkoppeling is getekend in figuur 10/1.3-27.

De diode als basis

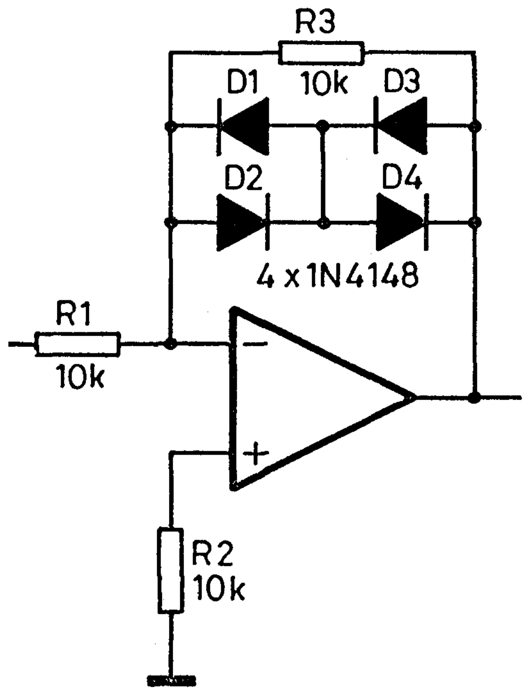
De meeste spanningsafhankelijke terugkoppelingen werken met een of meerdere silici-

um dioden als basiselement. Een diode is namelijk een typisch niet lineair element. Zoals bekend is de weerstand van een diode niet constant, maar afhankelijk van de spanning die over de diode staat.
Dank zij deze eigenschap kan men met enige Si-dioden in de terugkoppeling een operationele versterker omvormen tot spanningsafhankelijke versterker.
Het basisschema is getekend in figuur 10/1.3-28.



Figuur 10/1.3-27: De transferkarakteristiek van een versterker met spanningsafhankelijke terugkoppeling.

Men herkent in basis het schema van een gewone inverterende versterker. Het ingangssignaal wordt aangeboden aan de inverterende ingang. Tussen de uitgang, de inverterende ingang en de ingangsspanning is de bekende spanningsdeler R1/R3 opgenomen, die de versterkingsfactor van de schakeling vast legt. Over R3 zijn echter vier dioden geschakeld, die de versterker de spanningsafhankelijke karakteristieken geven.

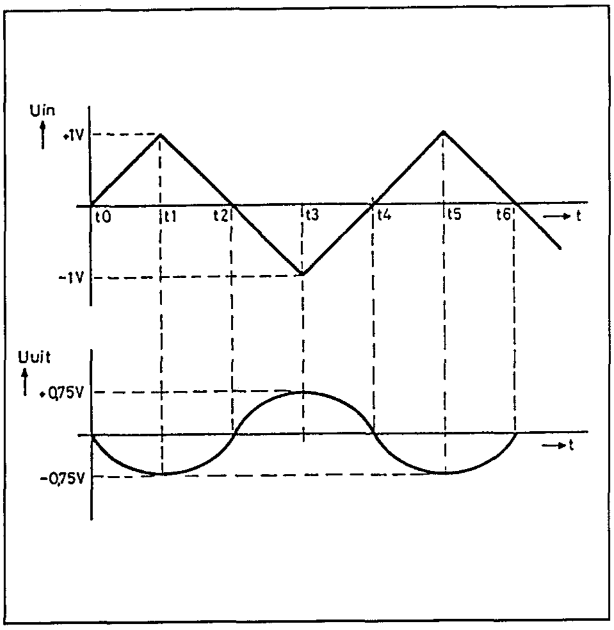


Figuur 10/1.3-28: Het basisschema van een spanningsafhankelijke versterker geschakeld als synthetische sinusgenerator.

Bij kleine uitgangsspanningen zal de inwendige weerstand van de dioden zeer hoog zijn. De versterking van de trap wordt dan alleen bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R3. De schakeling werkt lineair. Naarmate de uitgangsspanning stijgt zal de inwendige weerstand van de dioden steeds kleiner worden. Deze weerstanden staan parallel aan de weerstand R3, zodat de totale weerstandswaarde van de terugkoppelweerstand afneemt. Het gevolg is dat ook de versterking van de schakeling gaat dalen.

Wat er gebeurt als aan de ingang van de schakeling een driehoekvormige spanning wordt aangeboden is geschetst in de grafiek van figuur 10/1.3-29.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



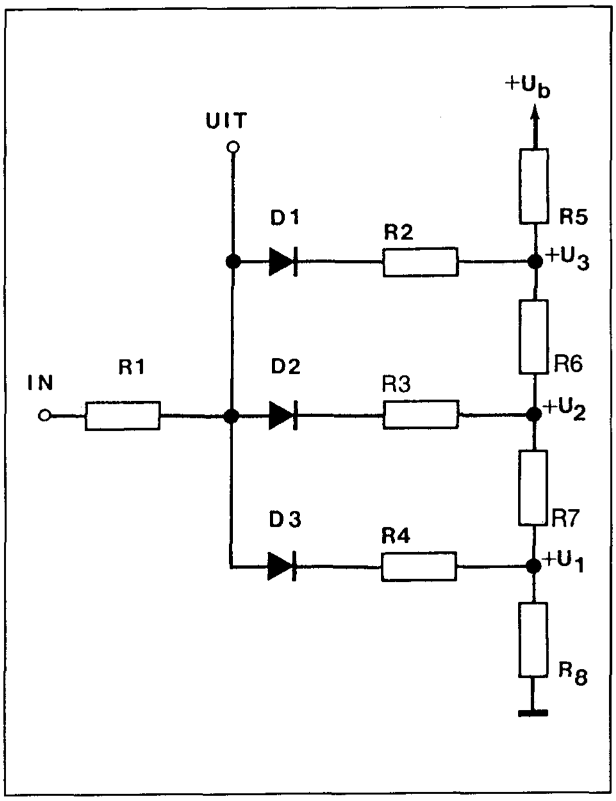
Figuur 10/1.3-29: Het verband tussen de driehoekvormige ingangsspanning en de uitgangsspanning van de schakeling.

Duidelijk blijkt hoe de schakeling voor kleine ingangsspanningen lineair werkt en nadien steeds meer a-lineair gaat werken. Het gevolg is dat de toppen van de driehoek worden afgeplat en er een op een sinus lijkende spanning op de uitgang verschijnt.

De besproken schakeling heeft als voordeel de eenvoud, maar als nadeel een vrij grote vervorming op de sinusvormige uitgangsspanning. Vandaar dat men systemen heeft ontwikkeld die veel ingewikkelder zijn, maar die een betere benadering van een sinus op de uitgang genereren.

Het diode-weerstand netwerk

Deze meer uitgebreide schakelingen maken gebruik van een niet lineaire terugkoppeling, die is samengesteld uit een netwerk van weerstanden en dioden. Het principe is geschetst in figuur 10/1.3-30. Tussen de in- en de uitgang van de operationele versterker is een netwerk opgenomen, bestaande uit een aantal D/R-combinaties. De kathoden van de dioden staan ingesteld op instelspanningen, waarvan de waarde wordt bepaald door de weerstandsdeler R5 tot en met R8. Naarmate de uitgangsspanning stijgt zullen steeds meer dioden gaan geleiden, zodat de terugkoppeling een steeds kleinere waarde krijgt. Hierdoor gaat de spanningsversterking van de operationele versterker stapsgewijs afnemen.

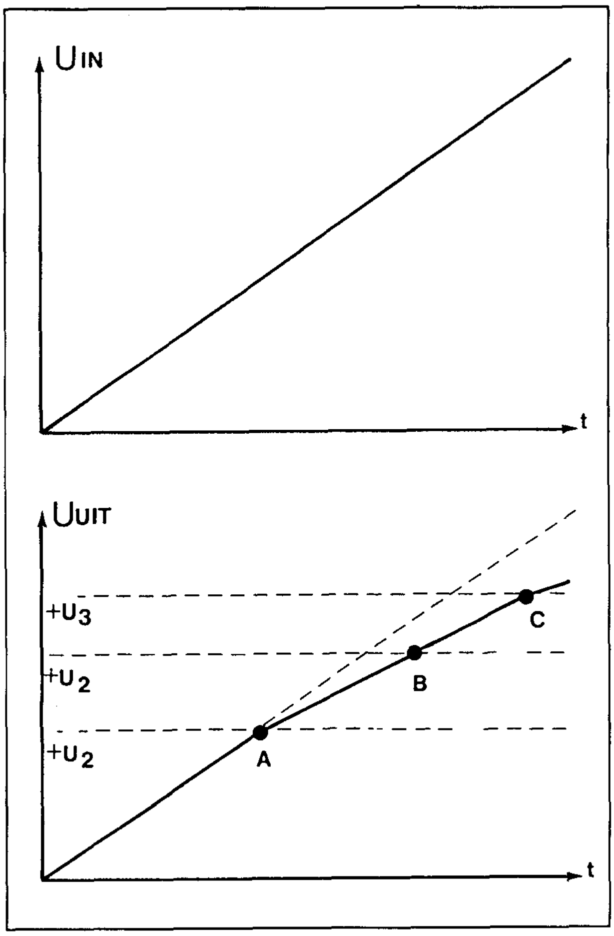


Figuur 10/1.3-30: Een ingewikkeld weerstand/diode-netwerk zorgt voor een stapvormige benadering van de ideale sinusvorm op de uitgang van de versterker.

Als aan de ingang van de operationele versterker een driehoekvormige spanning wordt gelegd, dan zal de uitgangsspanning steeds minder snel stijgen naarmate meer dioden gaan geleiden. Dit is grafisch voorgesteld in figuur 10/1.3-31. In de versterkingsgrafiek van de schakeling ontstaan drie breekpunten A, B en C, die overeen komen met de mo-

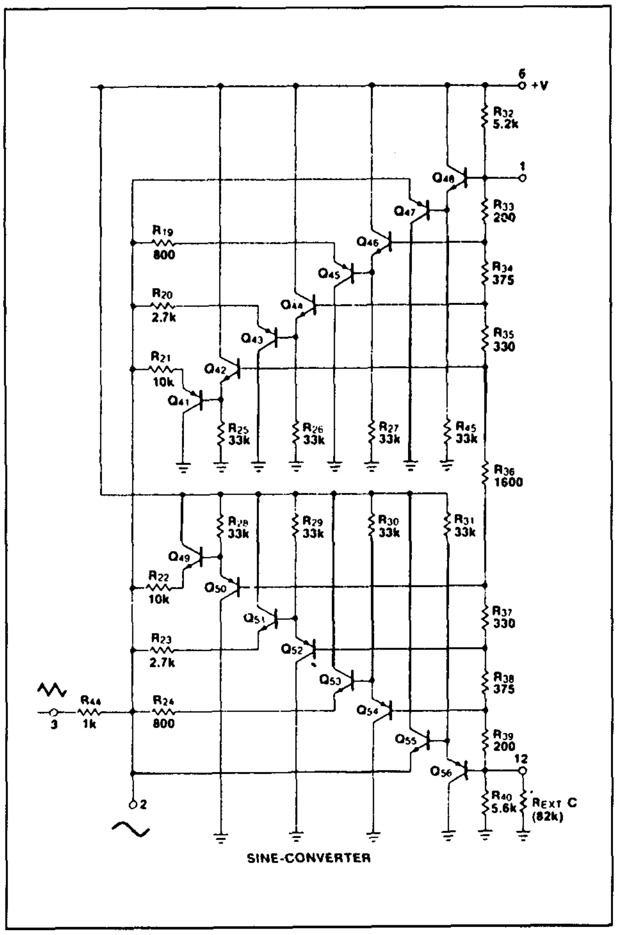
1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

menten waarop de dioden D3, D2 en D1 gaan geleiden. Door aan de weerstanden een precies berekende waarde te geven kan men de ideale sinusvorm vrij precies benaderen.



Figuur 10/1.3-31: De in- en uitgangsspanning als men de terugkoppeling van figuur 10/1.3-30 in de schakeling opneemt.

een helft ter beschikking staat voor het bewerken van de positieve halve perioden en een helft inzetbaar is voor de negatieve halve perioden. Er ontstaat dan een schakeling zoals getekend in figuur 10/1.3-32, een praktische schakeling van een synthetische sinusgenerator die gebruikt wordt in de geïntegreerde functiegenerator ICL 8038.

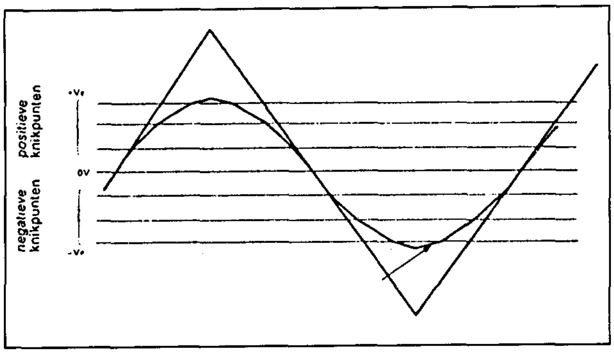


Figuur 10/1.3-32: De synthetische sinusgenerator die in de functiegenerator ICL 8038 wordt toegepast.

Een praktisch bruikbare schakeling
Het zal duidelijk zijn dat het getekende voorbeeld alleen werkt voor positieve spanningen.
Wil men een symmetrische driehoek omzetten in een symmetrische sinus, dan zal men het systeem dubbel moeten uitvoeren, zodat

Het verband tussen de in- en de uitgangsspanning is getekend in figuur 10/1.3-33. Uit deze figuur blijkt duidelijk hoe de ideale sinusvorm wordt benaderd door de helling van de driehoek te voorzien van vier knikpunten.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-33: Het verband tussen de in- en de uitgangsspanning bij de schakeling van figuur 10/1.3-32.

De driehoekgenerator

Definitie

Een driehoekvormige spanning is een spanning die lineair daalt en stijgt tussen een positieve en een negatieve topwaarde.

Van alle basis spanningsvormen uit de elektronica heeft de driehoek waarschijnlijk de minste praktische toepassingen. Toch hoort de driehoekgenerator tegenwoordig tot de standaard uitrusting van ieder modern laboratorium.

Dat is een gevolg van het feit dat de oude sinus/rechthoek generatoren algemeen vervangen zijn door functiegeneratoren en een dergelijk apparaat standaard een driehoekvormige spanning opwekt.

Principe van de driehoekgenerator

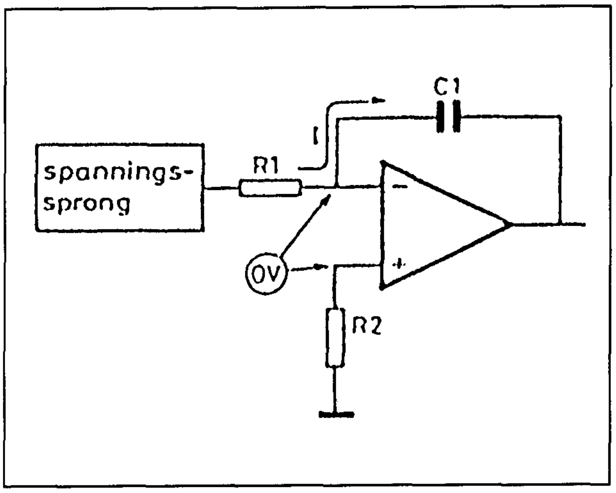
In principe wordt een driehoek afgeleid uit een rechthoekvormige spanning. Het volstaat de rechthoek aan te bieden aan een integrator.

Als de rechthoekspanning positief is, dan zal de laadstroom die door de integratiecondensator loopt ervoor zorgen dat dit onderdeel lineair ontladen wordt.

De uitgangsspanning van de schakeling gaat dalen. Is de rechthoekspanning negatief, dan draait de stroom door de condensator om en de integrator levert een stijgende spanning.

De integrator met operationele versterker

Het basisschema van een integrator met operationele versterker is getekend in figuur 10/1.3-34.



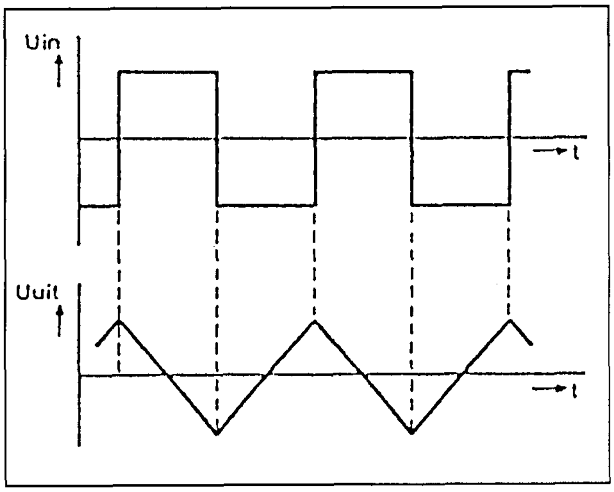
Figuur 10/1.3-34: Het basisschema van een integrator met op-amp.

De op-amp is geschakeld als inverterende versterker. Het ingangssignaal wordt via een serieweerstand R1 aangelegd aan de inverterende ingang. Tussen de uitgang en deze ingang is een condensator geschakeld. De niet-inverterende ingang gaat via een weerstand naar de massa.

Stel dat de schakeling met de voedingsspanning wordt verbonden. De condensator is dan helemaal ontladen. De niet-inverterende ingang staat op 0 V, de schakeling zal zichzelf zo instellen dat ook de spanning op de inverterende ingang 0 V is. Dat kan alleen als de uitgangsspanning van de schakeling ook 0 V is. Er gaan dan geen stromen vloeien en deze toestand blijft stabiel.

Als aan de ingang van de schakeling een positieve spanning wordt gelegd dan zal er door de weerstand R1 een stroom I gaan vloeien. Omdat de inverterende ingang van de op-amp zich op massapotentiaal zal instellen wordt de grootte van deze stroom

alleen bepaald door de grootte van de ingangsspanning en door de waarde van de weerstand. De inverterende ingang heeft een zeer hoge ingangsimpedantie. De stroom die door de weerstand wordt aangevoerd kan dus alleen verder vloeien via de condensator C1. De stroom is constant en men weet dat een condensator, die door een constante stroom wordt doorlopen lineair zal opladen.
De spanning over de condensator zal dus lineair stijgen. Maar de linker plaat van de condensator blijft op massa-potentiaal staan. Vandaar dat de stijgende spanning over de condensator wordt terug gevonden op de uitgang van de schakeling. Uit de richting van de stroom kan men afleiden dat het niet anders kan dan dat de uitgangsspanning negatief wordt.
Een integrator zet een constante positieve spanning op de ingang om in een lineair dalende spanning op de uitgang. Uiteraard zal het duidelijk zijn dat als er een negatieve spanning op de ingang wordt aangelegd de uitgang van de integrator lineair zal stijgen. Het enige verschil is immers dat de stroom van richting verandert.



Figuur 10/1.3-35: Het omzetten van een rechthoekspanning in een driehoekspanning met behulp van een integrator.

Het zal dus duidelijk zijn dat als aan de ingang van de schakeling een rechthoekvormige spanning wordt aangeboden op de uitgang een driehoekvormige spanning zal ontstaan.
Het verband tussen beide spanningen wordt voorgesteld in de grafieken van figuur 10/1.3-35.

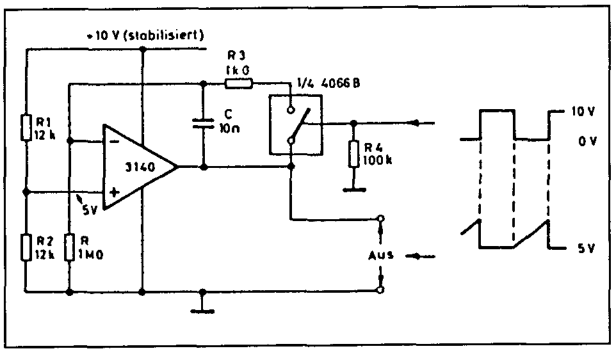
Nadelen van de schakeling
Het zal duidelijk zijn dat de snelheid waarmee de uitgangsspanning daalt en stijgt niet afhankelijk is van de eigenschappen van het ingangssignaal, maar alleen van de tijdconstante van de integrator.
Hetgeen als logisch gevolg heeft dat de amplitude van de driehoek op de uitgang volledig afhankelijk is van de frequentie van het ingangssignaal! Vandaar dat men deze schakeling in de praktijk niet vaak zal aantreffen.
Er bestaat een veel handiger systeem om driehoekvormige spanningen te genereren: de functiegenerator. Deze schakeling zal in een van de volgende subhoofdstukken worden besproken.

De zaagtandgenerator

Definitie
Een zaagtand is een signaal dat gedefinieerd wordt door een constante spanningsstijging of daling in functie van de tijd. Nadat de spanning tot een bepaalde waarde gestegen of gedaald is zal deze zo snel mogelijk terug vallen naar het uitgangsniveau.
Zaagtanden worden in de analoge elektronica zeer veel toegepast. Denk maar aan afbuigschakelingen in TV's en monitoren! Zonder zaagtandspanningen zou men niet in staat zijn een beeld lijn na lijn op een beeldbuis te schrijven.

Basisschakeling
De basisschakeling van een zaagtandgenerator met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.3-36.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

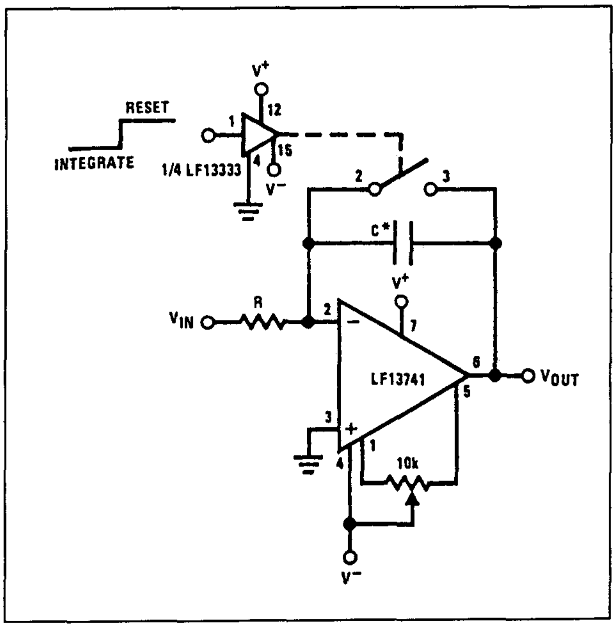


Figuur 10/1.3-36: Het basisschema van een zaagtandgenerator.

De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt ingesteld op de helft van de voedingsspanning door middel van de weerstanden R1 en R2. Omdat de schakeling gevoed wordt uit +10 V zal de niet-inverterende ingang dus op +5 V worden ingesteld. De schakeling zal ernaar streven beide ingangen op dezelfde spanning in te stellen. Het gevolg is dat ook de inverterende ingang op +5 V wil staan. Dat kan alleen als er door de weerstand R een bepaalde stroom gaat vloeien. Met de gegeven waarde van 1 MΩ zal deze stroom gelijk zijn aan 5 μA. De inverterende ingang heeft een zeer hoge ingangsimpedantie. De stroom die door de weerstand R vloeit kan dus niet via deze ingang verder vloeien. Er is dus maar één stroomweg open en dat is via de condensator C. Deze condensator wordt doorlopen door een constante stroom van 5 μA. Als een condensator wordt doorlopen door een constante stroom, dan zal de spanning over de condensator lineair stijgen. Maar omdat de linker aansluiting van de condensator door het systeem op een constante spanning van +5 V wordt gehouden, is het gevolg dat de spanning op de rechter aansluiting lineair gaat stijgen. Op de uitgang van de operationele versterker ontstaat dus een lineair stijgende spanning, het fundamentele kenmerk van een zaagtandspanning.

Natuurlijk kan dit proces niet blijven duren. Na een bepaalde tijd zou immers de spanning op de uitgang groter worden dan de voedingsspanning en dat is onmogelijk. Zou men niet ingrijpen, dan zou de spanning op de uitgang na een bepaalde tijd vastlopen tegen de voedingsspanning en zou er van een echte zaagtand geen sprake zijn. Vandaar dat de condensator C overbrugd is met een elektronische schakelaar uit een CD 4066 B CMOS-IC. Deze schakelaar wordt gestuurd uit een externe spanning, waarvoor een rechthoekspanning heel bruikbaar is. Als deze positief is zal de schakelaar sluiten. De condensator C wordt nu heel snel ontladen via de kleine weerstand R3. Het gevolg is dat de spanning op de uitgang van de condensator daalt naar +5 V, de spanning op beide ingangen.

Deze schakeling levert een zaagtandspanning af die stijgt van de instelspanning van +5 V tot een bepaalde hogere waarde. De frequentie van het uitgangssignaal is afhankelijk van de frequentie van het signaal waarmee men de elektronische schakelaar stuurt.



Figuur 10/1.3-37: Een alternatieve zaagtandoscillator met symmetrische voeding.

Alternatieve schakeling

Op een vrij eenvoudige manier is het mogelijk de amplitude van de zaagtand extern te sturen. Een voorbeeldschakeling is getekend in figuur 10/1.3-37.

De operationele versterker wordt in dit voorbeeld symmetrisch gevoed.
De niet-inverterende ingang is met de massa verbonden, het gevolg is dat de schakeling de spanning op de inverterende ingang ook op 0 V zal instellen.
De inverterende ingang is via een weerstand R verbonden met een externe stuurspanning U_{IN}. Het gevolg is dat door de weerstand R een stroom naar de inverterende ingang zal vloeien. De grootte van deze stroom is afhankelijk van de waarde van de weerstand en van de grootte van de stuurspanning. Ook nu kan deze stroom niet verder vloeien naar de inverterende ingang. De enige stroomweg die open blijft is via de condensator C. Deze wordt doorlopen door een constante stroom, de spanning over het onderdeel zal lineair stijgen of dalen. Het stijgende of dalende karakter van de condensatorspanning is afhankelijk van de polariteit van de stuurspanning. Ook nu wordt de condensator weer ontladen door het sluiten van een elektronische schakelaar, die over de condensator is geschakeld. Maar het zal nu duidelijk zijn dat men alle eigenschappen van de gegenereerde zaagtand volledig in de hand heeft!
De polariteit van deze zaagtand is immers afhankelijk van de polariteit van de stuurspanning. De snelheid waarmee de zaagtandspanning daalt of stijgt is afhankelijk van de grootte van de stuurspanning. En de aan-uit verhouding van de zaagtand is afhankelijk van de aan-uit verhouding van de rechthoekspanning waarmee men de elektronische schakelaar stuurt.
Stuurt men deze schakelaar met een naaldvormige positieve rechthoekspanning, dan zal de condensator ontladen worden en onmiddellijk nadien zal er een nieuwe periode van de zaagtand worden opgebouwd.

De trapspanningsgenerator

Definitie

Het typische verloop van een trapspanning is getekend in figuur 10/1.3-38. De spanning wordt gekarakteriseerd door een amplitude die op geregelde tijden een bepaalde vaste waarde stijgt of daalt. In het eerste geval heeft men te maken met een positieve trapspanning, in het tweede geval met een negatieve. De grootte van iedere trap en het aantal trappen per periode wordt bepaald door de manier waarop men de generator ontwerpt.
Trapspanningen worden gebruikt voor het sturen van de spot op een beeldbuis naar diverse plaatsen op het scherm, het omzetten van spanningen in frequenties en voor het versturen van diverse signalen over één kabel.

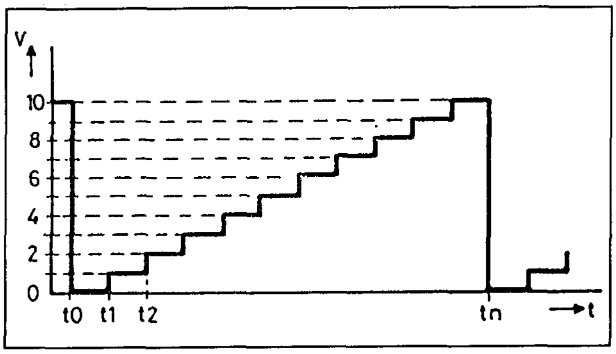
De diodepomp

Het fundamentele onderdeel van een trapspanningsgenerator is de diodepomp. Vandaar dat het noodzakelijk is eerst de werking van een dergelijke schakeling te doorgronden.
Het theoretische schema van een diodepomp is getekend in figuur 10/1.3-39.

De schakeling wordt gestuurd uit een rechthoekgenerator. De uitgangsspanning van deze generator gaat via de condensator C1 naar de diode D3.
Deze twee onderdelen vormen een zogenaamde clampkring, die ervoor zorgen dat de laag naar hoog overgangen in de rechthoekspanning worden omgezet in smalle positieve naaldpulsjes. Deze pulsjes sturen de diode D1 in geleiding. Het gevolg is dat de condensator C2 bij iedere naaldpuls even wordt opgeladen en tussen twee opeenvolgende pulsjes op een constante spanning blijft staan.

Het verband tussen de ingangs- en de uitgangsspanning van deze schakeling is getekend in figuur 10/1.3-40.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



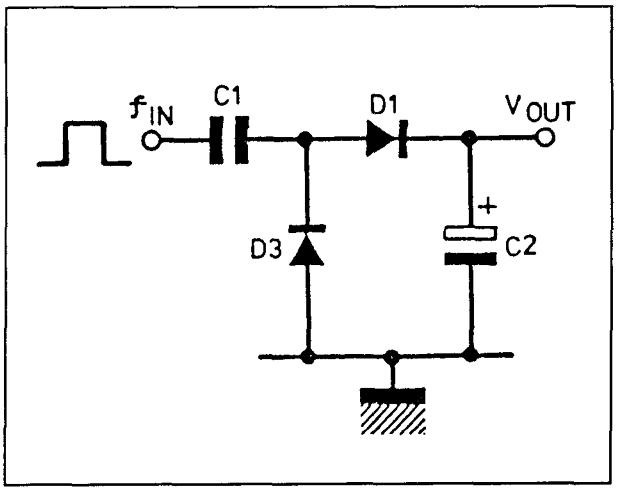
Figuur 10/1.3-38: De typische vorm van een trapvormig signaal.

Uiteraard zal de laadstroom die via de diode D1 naar de condensator C2 vloeit afnemen naarmate de spanning over de condensator groter wordt. Deze stroom is immers afhankelijk van het spanningsverschil over de diode. Aan de linker kant staan steeds dezelfde positieve naaldpulsjes, aan de rechter kant staat de toenemende condensatorspanning. Het zal dus duidelijk zijn dat de opeenvolgende trapjes van de uitgangsspanning niet allemaal even groot zijn, maar langzaam in amplitude afnemen.

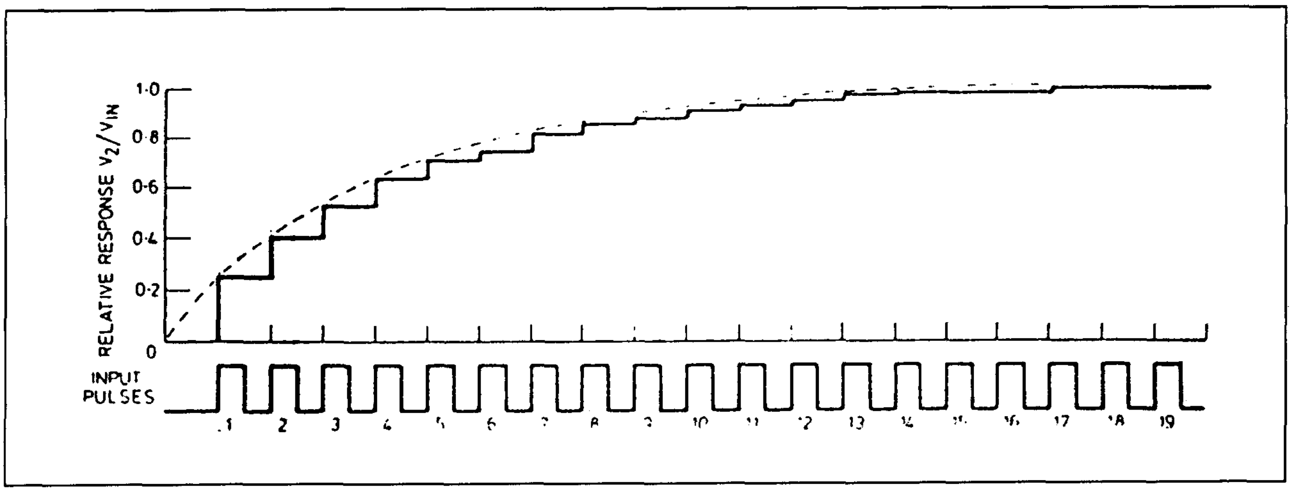
De diodepomp wekt dus wel een trapspanning op, maar eentje die voor de meeste toepassingen volstrekt onbruikbaar is. Maar dank zij de introductie van een operationele versterker kan men dit bezwaar gemakkelijk ondervangen.

De schakeling met op-amp
In figuur 10/1.3-41 is een actieve diodepomp getekend, waarbij het nadeel van de niet constante trapgrootte wordt ondervangen door het opnemen van een op-amp in de schakeling.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.3-42.

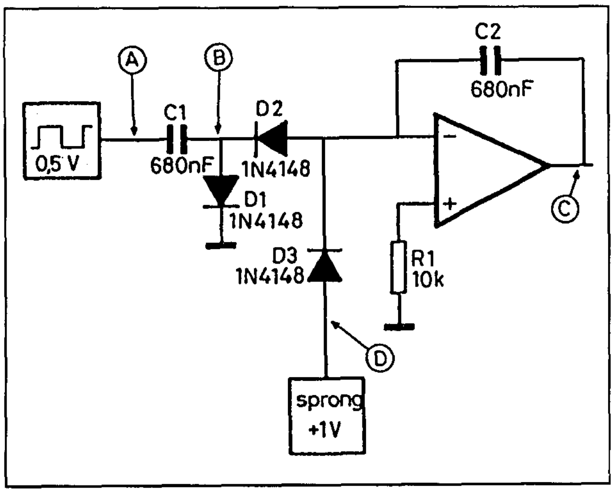


Figuur 10/1.3-39: De eenvoudigste schakeling van een diodepomp.

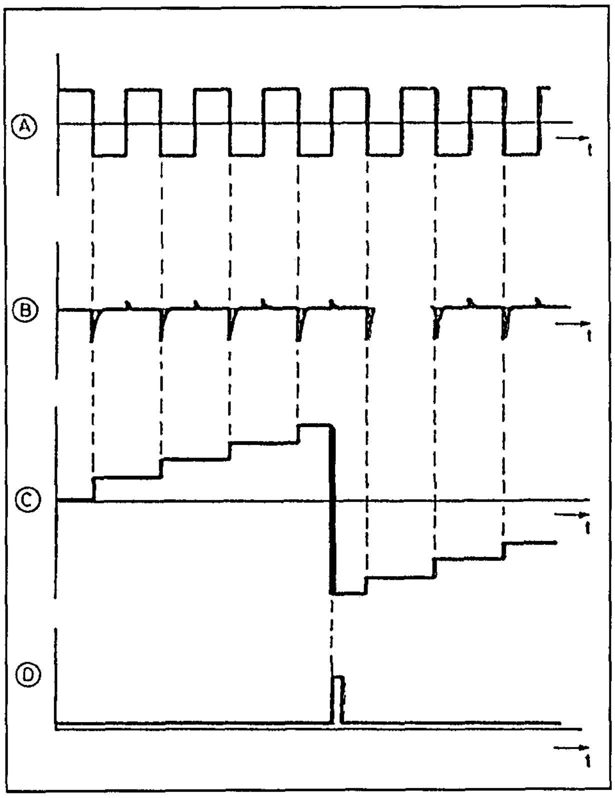


Figuur 10/1.3-40: Het verband tussen de in- en de uitgangsspanning van de diodepomp.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-41: Een actieve diodepomp met operationele versterker als trapspanningsgenerator.



Figuur 10/1.3-42: De werking van de actieve diodepomp grafisch toegelicht.

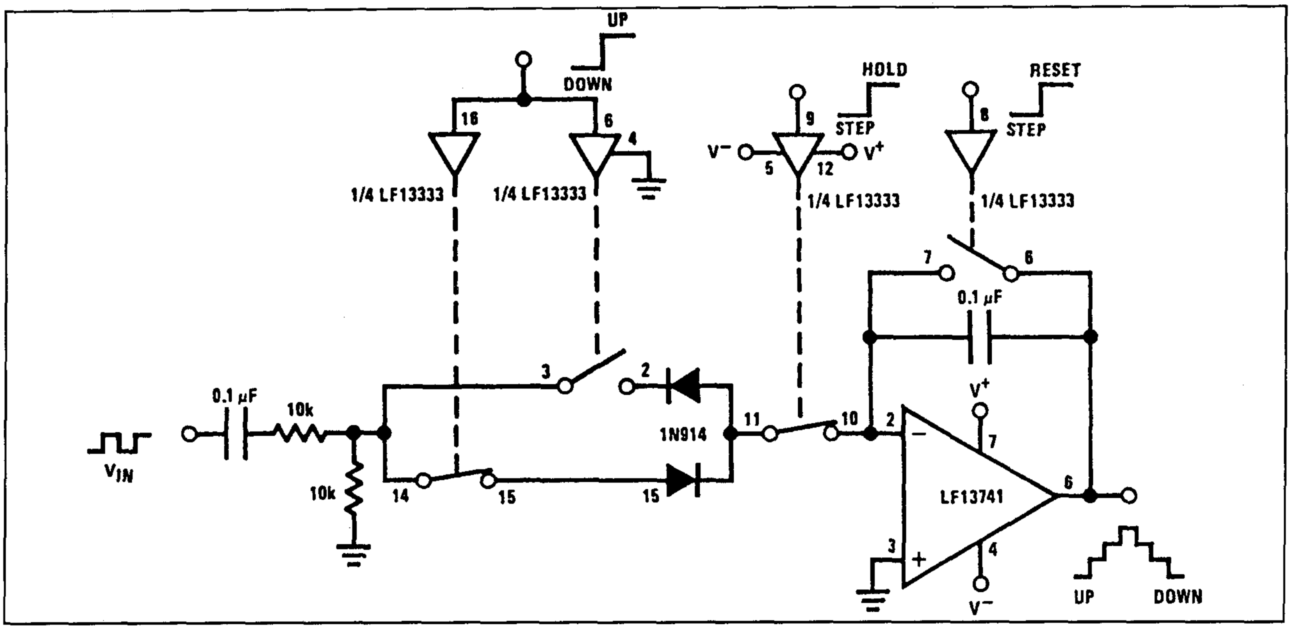
De condensator C1 vormt samen met de diode D1 de clampkring. Maar nu is de diode omgepoold, met als gevolg dat de rechthoekspanning A op de ingang wordt omgezet in negatieve naaldpulsjes B. De operationele versterker is geschakeld als integrator. Bij iedere negatieve naaldpuls over de diode D1 gaat de diode D2 even geleiden. De stroom die door de diode vloeit kan alleen afkomstig zijn van de condensator C2. De inverterende ingang van de op-amp heeft immers een zeer hoge weerstand. De condensator C2 wordt dus bij iedere naaldpuls doorlopen door een stroom en het gevolg is dat de condensator zal opladen. Omdat de niet-inverterende ingang van de op-amp aan de massa ligt zal ook de inverterende ingang op dit potentiaal staan. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp bij iedere naaldpuls met een constante spanning stijgt. De grootte van de stroompulsjes wordt immers bepaald door het spanningsverschil over de diode D2. En in tegenstelling tot de vorige schakeling is dit spanningsverschil nu constant. Besluit: op de uitgang van de operationele versterker ontstaat een trapvormige positieve spanning.

Uiteraard moet men na een bepaald aantal trapjes het geheel resetten. Dat zou kunnen door via de diode D3 een eenmalige smalle positieve sprong D op de inverterende ingang van de op-amp te zetten. Deze puls wekt een stroom op, die in de tegengestelde zin door de integratiecondensator C2 loopt. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de op-amp opeens sterk negatief wordt. Na het verdwijnen van de puls D zal de trapspanning weer opgebouwd worden van de negatieve uitgangspositie. Deze schakeling levert dus een symmetrische uitgangsspanning af.

Een uitgebreide schakeling

In figuur 10/1.3-43 is een schema getekend van een trapspanningsgenerator waarvan men de uitgangsspanning door middel van drie externe signalen volledig kan controleren. De rechthoekspanning wordt weer omgezet in smalle naaldpulsjes door middel van de differentiator van 100 nF en 10 kΩ.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-43: Een uitgebreide trapspanningsgenerator waarbij alle karakteristieken van het uitgangssignaal met drie externe controlesignalen bestuurd kunnen worden.

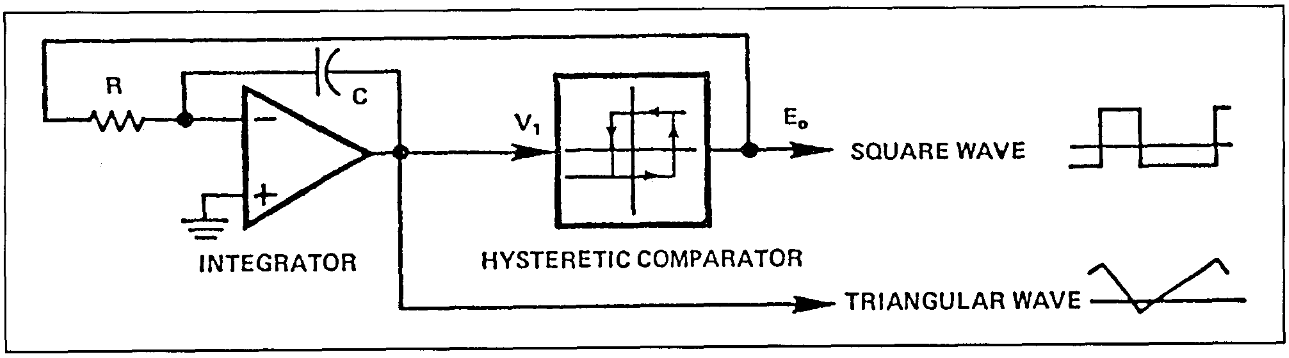
Maar omdat het bij deze schakeling de bedoeling is de trapspanning zowel te laten stijgen als te laten dalen worden geen naaldpulsjes door middel van een diode kortgesloten naar de massa.
Door middel van de twee elektronische schakelaars en de twee dioden worden ofwel de negatieve ofwel de positieve naaldpulsjes doorgekoppeld naar de integrator.
Afhankelijk van de waarde van het logische signaal "UP/DOWN" zal de uitgang dus een positieve of negatieve trapspanning genereren. Het resetten van de schakeling wordt hier gedaan door de integratiecondensator door middel van een derde elektronische schakelaar kort te sluiten.
Deze schakelaar wordt gestuurd met het "STEP/RESET"-signaal. Tot slot is er nog een vierde elektronische schakelaar, die tussen de naaldpulsjes en de ingang van de integrator staat. Als deze schakelaar geopend wordt door het "STEP/HOLD"-signaal zal de uitgangsspanning niet meer variëren en constant blijven.

De functiegenerator

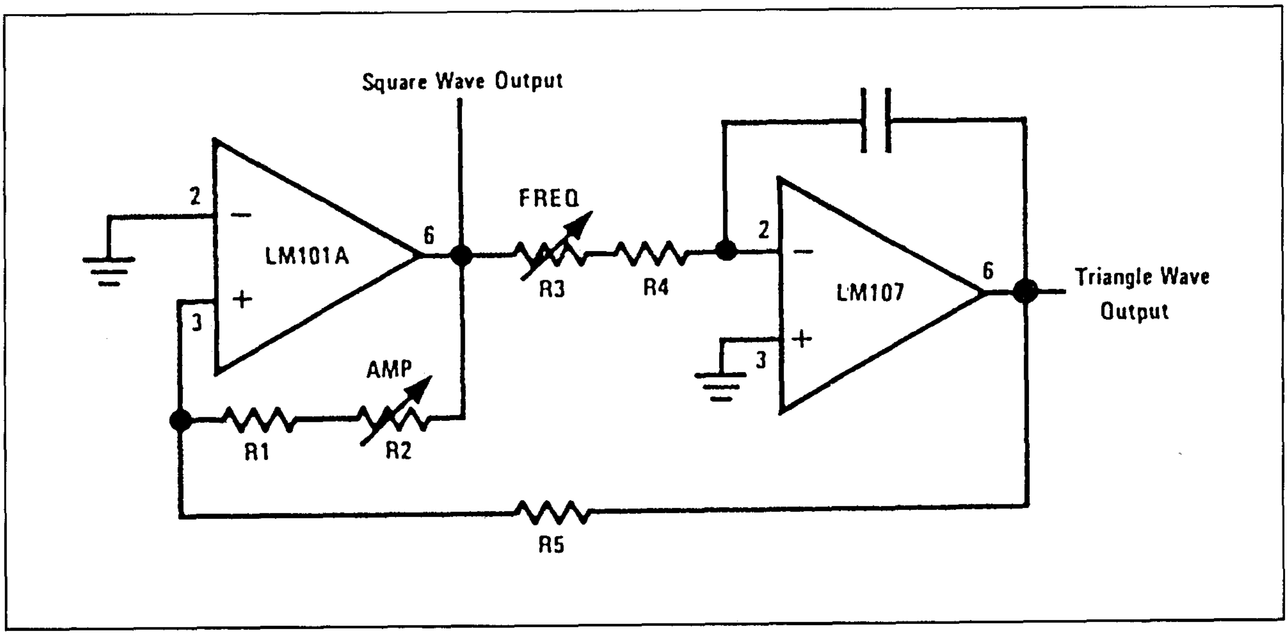
Definitie
Een functiegenerator is een fundamentele schakeling der elektronica die is samengesteld uit twee operationele versterkers, die in een teruggekoppelde lus zijn opgenomen. De eerste is geschakeld als integrator, de tweede als comparator. Het principiële schema van een functiegenerator is getekend in figuur 10/1.3-44.

De integrator bestaat uit de linker operationele versterker, de laadweerstand R en de integratorcondensator C. De uitgang van de integrator stuurt een tweede operationele versterker, geschakeld als comparator met hysteresisch. Dat wil zeggen dat de schakeling twee gedefinieerde omklappunten heeft. De uitgang van de comparator stuurt op zijn beurt de ingang van de integrator.
Op de uitgang van de integrator ontstaat een driehoek, op de uitgang van de comparator een rechthoek.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-44: Het fundamentele principe van een functiegenerator.



Figuur 10/1.3-45: Een praktische schakeling van een functiegenerator.

Beide signalen hebben dezelfde frequentie, die bepaald wordt door de waarden van de weerstand R en de condensator C.

Een praktische schakeling

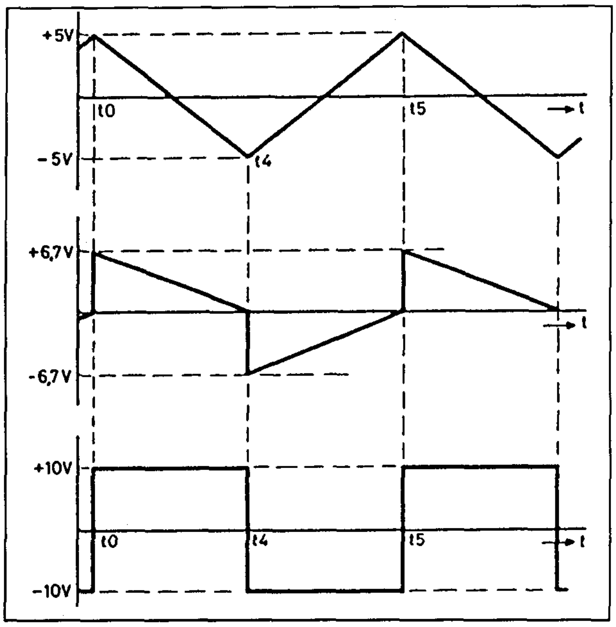
De werking van de functiegenerator kan het best verklaard worden aan de hand van een praktisch schema.

Dat is getekend in figuur 10/1.3-45, in de grafieken van figuur 10/1.3-46 is het signaalverloop op de belangrijkste punten van de schakeling getekend.

De linker operationele versterker is de comparator. De inverterende ingang ligt rechtstreeks aan de massa, het zal dus duidelijk zijn dat de uitgangsspanning van de opamp omklapt als de spanning op de niet-inverterende ingang door de nul gaat. De niet-inverterende ingang is verbonden met het knooppunt van twee in serie geschakelde weerstanden. De ene tak van deze deler (R5) gaat naar de uitgang van de integrator, de andere tak (R1 + R2) gaat naar de uitgang van de comparator. Het zal duidelijk zijn dat

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren

de spanning op de niet-inverterende ingang bepaald wordt door de uitgangsspanningen van beide operationele versterkers!



Figuur 10/1.3-46: De werking van de functiegenerator grafisch toegelicht.

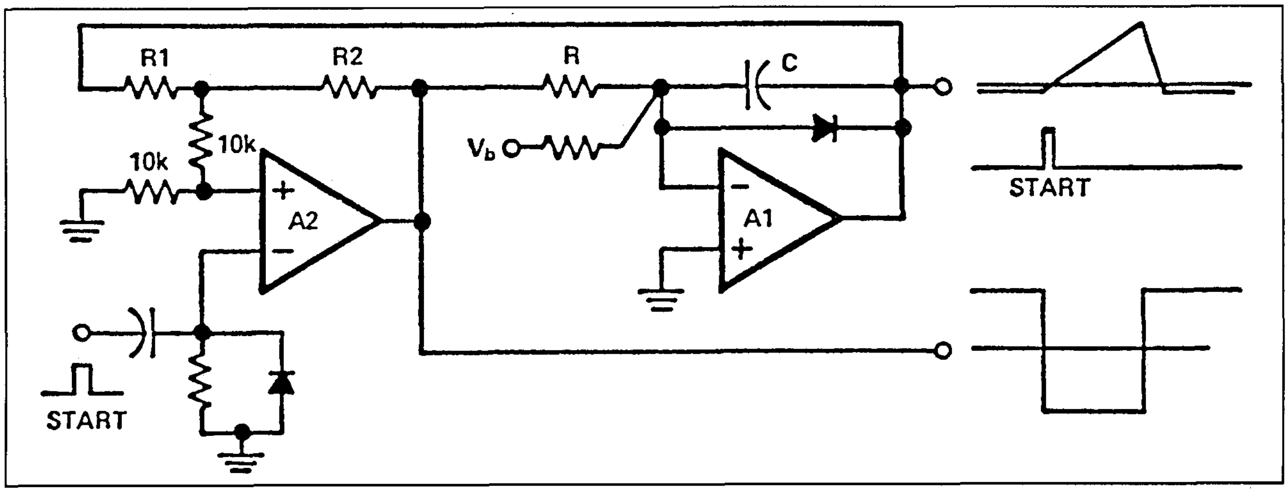
Om de werking van de schakeling te kunnen doorgronden is het noodzakelijk dat wordt aangenomen dat op moment t_0 de uitgangsspanning van de integrator positief is (stel +5 V) en de uitgang van de comparator ook positief is (stel +10 V).
Het zal duidelijk zijn dat de niet-inverterende ingang van de comparator dan ook positief is.
De exacte waarde van deze positieve spanning hangt af van de verhouding tussen de weerstanden R5 en R1 + R2. In de grafieken wordt verondersteld dat op het beschreven tijdstip de spanning op de niet-inverterende ingang gelijk is aan +6,7 V.
Omdat de niet-inverterende ingang van de comparator positiever is dan de inverterende ingang zal deze schakeling een hoge uitgangsspanning genereren. Een van de veronderstellingen klopt dus al!

De ingang van de integrator wordt gestuurd met een positieve spanning. Er vloeit een stroom door de weerstand R3 + R4 naar de inverterende ingang van de integrator. Deze ingang ligt echter aan de virtueel aan de massa, de stroom kan dus alleen via de integratorcondensator C1 afvloeien naar de uitgang van de rechter op-amp. Omdat de op-amp ervoor zorgt dat de linker aansluiting van de condensator op massapotentiaal blijft staan zal de spanning die over de integratorcondensator door de stroom wordt opgebouwd op de rechter aansluiting terecht komen. De stroomrichting heeft tot gevolg dat de spanning op dat punt in ieder geval gaat dalen.

Na tijdstip t_0 is de situatie als volgt: op de uitgang van de comparator staat een constante positieve spanning, op de uitgang van de integrator staat een dalende positieve spanning.
Het dalen van deze laatste spanning heeft tot gevolg dat ook de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator gaat dalen.
Op een bepaald moment, in de grafieken t4 genoemd, zal de spanning op de uitgang van de integrator zo ver gedaald zijn dat de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator 0 V wordt. De comparator klapt om, zijn uitgangsspanning wordt negatief.

Dit verschijnsel heeft verregaande gevolgen op de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator. Dit punt wordt nu immers gevoed uit de twee negatieve uitgangsspanningen, het gevolg is dat de spanning plotseling behoorlijk negatief wordt. En wat er nadien gebeurt zal duidelijk zijn. De integrator wordt nu gestuurd uit een negatieve spanning, de stroom door de integratorcondensator wisselt van polariteit, de uitgangsspanning van de integrator gaat stijgen. Top op tijdstip t_5, het moment waarop de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator weer door nul gaat en de schakeling omklapt.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-47: Een getriggerde functiegenerator.

Een functiegenerator levert dus synchroon verlopende rechthoek- en driehoekspanningen af, waarvan de frequentie op een wel heel eenvoudige manier is in te stellen door het variëren van de laadstroom van de integrator.

Alternatieve schakelingen

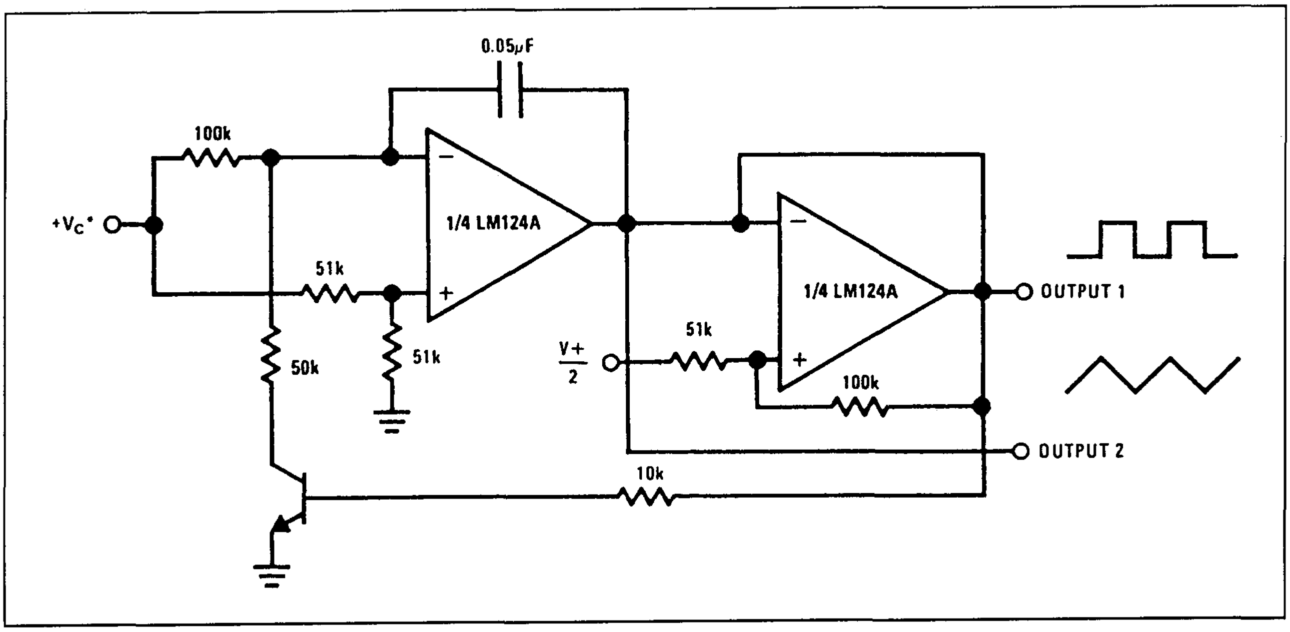
Functiegeneratoren worden veel gebruikt in de analoge elektronica en op het basisschema van figuur 10/1.3-45 zijn ontelbare variaties beproefd en geschikt bevonden.
In deze paragraaf worden enige van deze alternatieven in het kort besproken.

De basisschakeling is vrijlopend, hetgeen wil zeggen dat de schakeling gaat oscilleren op het moment dat de voedingsspanningen worden aangesloten. Als men geen behoefte heeft aan een vrijlopende schakeling, maar aan een getriggerde, dan kan men de schakeling van figuur 10/1.3-47 toepassen.

Deze functiegenerator zal, na het aanleggen van een smalle positieve startpuls, eenmalig één periode van de rechthoek en de driehoek opwekken. De schakeling werkt als volgt. De voorflank van de startpuls wordt via een condensator aangeboden aan de inverterende ingang van operationele versterker A2. Het gevolg is dat de uitgang van deze schakeling onmiddellijk negatief wordt. Deze spanning zal via de weerstand R de integratorcondensator C gaan opladen. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de integrator lineair gaat stijgen. Deze spanning wordt via de weerstand R1 teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang van de comparator A2. Na enige tijd wordt de spanning op deze ingang gelijk aan 0 V. De inverterende ingang ligt via de weerstand en de diode ook aan de massa, het gevolg is dat de comparator omklapt en zijn uitgangsspanning weer positief wordt. Er gaat nu een inverse stroom door de weerstand R vloeien, die de integratorcondensator weer gaat ontladen. Dat ontladen stopt echter als de uitgangsspanning van de integrator 0,7 V negatief wordt. De diode over de integratorcondensator gaat dan geleiden. Deze diode zorgt dus voor het eenmalige karakter van de werking. De uitgang van de integrator kan nu immers niet voldoende negatief worden om de comparator weer te laten omklappen. Daarvoor is weer een positieve puls op de START-ingang noodzakelijk.

In figuur 10/1.3-48 wordt een schema gegeven van een functiegenerator waarvan de frequentie instelbaar is door middel van een extern stuursignaal $+V_C$.
Deze positieve stuurspanning zal via de weerstand van 100 kΩ de integratorcondensator opladen.

1.3 Operationele versterkers als signaalgeneratoren



Figuur 10/1.3-48: Een functiegenerator waarvan de frequentie bepaald wordt door het aanleggen van een externe stuurspanning.

De niet-inverterende ingang van de integrator wordt echter via de spanningsdeler van twee even grote weerstanden van 51 kΩ ingesteld op de helft van de stuurspanning. Dit is een belangrijk gegeven, want dit verklaart hoe de tweede helft van de periode ontstaat. De instelspanning op de niet-inverterende ingang speelt een belangrijke rol bij het laden van de integratorcondensator.

Want deze spanning staat uiteraard ook op de inverterende ingang. Zolang de transistor gesperd is vloeit de stroom die via de weerstand van 100 kΩ wordt aangevoerd volledig naar de integratorcondensator. Als echter de comparator omklapt en de transistor in geleiding wordt gestuurd ontstaat er een tweede stroompad via de weerstand van 50 kΩ en de transistor.

Ook deze stroom kan alleen van de integratorcondensator afkomstig zijn. Het gevolg is dat de stroom die door de stuurspanning $+V_c$ geleverd wordt afvloeit via de geleidende transistor en dat er bovendien nog eens een even grote stroom uit de integratorcondensator getrokken wordt. De stroom door deze condensator wordt dus geïnverteerd, zodat de tweede helft van de periode wordt opgebouwd.

Het zal duidelijk zijn dat de frequentie van de uitgangsspanning stijgt als de stuurspanning wordt vergroot.

De laad- en ontlaadstromen naar en van de integratorcondensator nemen dan immers toe.

10/1.4

Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

Inleiding

Niet-lineaire versterkers

Niet-lineaire versterkers zijn schakelingen waarbij er geen lineair verband bestaat tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning, dus:

$U_{uit} \neq k \cdot U_{in}$

Niet-lineaire versterkers worden vaak toegepast, bijvoorbeeld voor het "lineariseren" van een dB-schaal, het expanderen of comprimeren van een signaal en voor het uitvoeren van rekenkundige bewerkingen op spanningen en/of stromen.

Hoewel er speciale schakelingen bestaan die rechtstreeks het gewenste niet-lineaire verband tussen in- en uitgangsgrootheid berekenen, kan men de meeste van deze schakelingen ook samenstellen met operationele versterkers. Vaak is dit veel voordeliger, zeker als niet al te hoge eisen worden gesteld aan de lineariteit.

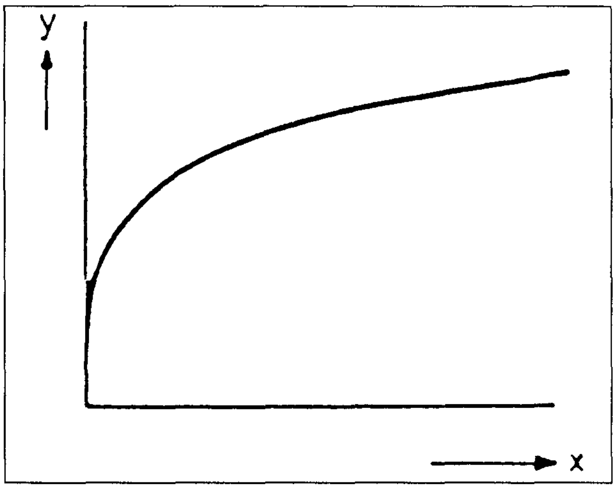
De logaritmische versterker

In figuur 10/1.4-1 is de transferkarakteristiek van een logaritmische versterker getekend. Het wiskundige verband tussen in- en uitgang wordt gegeven door de formule:

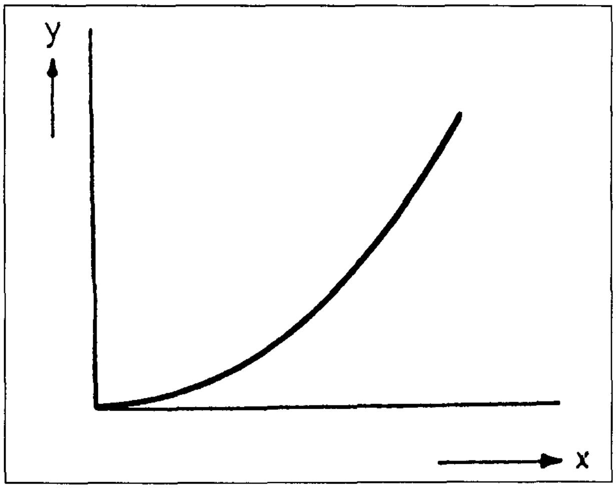
$Y = A \cdot [\ln X]$

waarbij Y de uitgangsgrootheid is en X de ingangsgrootheid.

De uitgangsgrootheid Y is dus gelijk aan het product van een constante factor A en de natuurlijke logaritme van de ingangsgrootheid X. Naarmate de ingangsgrootheid X stijgt, zal de schakeling steeds minder gaan versterken. De totale versterking van de schakeling is dus afhankelijk van de waarde van de ingangsgrootheid X.



Figuur 10/1.4-1: De transferkarakteristiek van een logaritmische versterker.



Figuur 10/1.4-2: De transferkarakteristiek van een exponentiële versterker.

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

De exponentiële versterker

Een andere niet-lineaire versterker is de zogenoemde exponentiële versterker. De transferkarakteristiek van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 10/1.4-2.
Nu blijkt dat de totale versterkingsfactor van de schakeling stijgt naarmate de ingangsgrootheid X toeneemt. Men zou dus kunnen stellen dat een exponentiële versterker een niet-lineaire versterker is, die tegengesteld werkt dan een logaritmische versterker.

Toepassingen

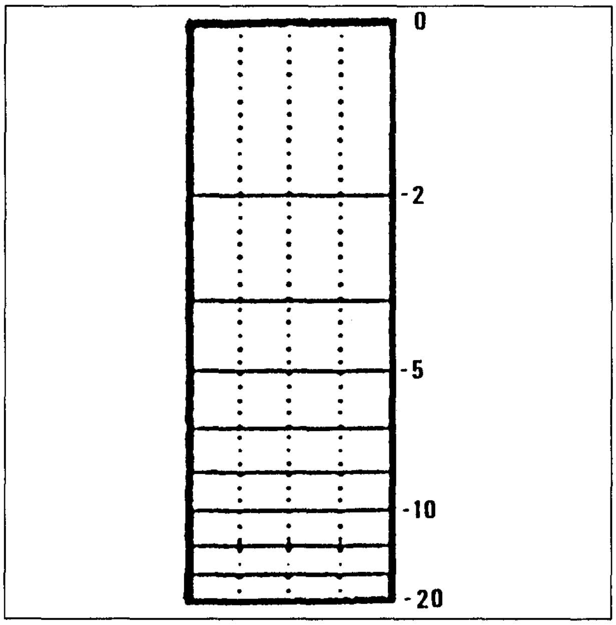
Wie de twee niet-lineaire karakteristieken even goed bekijkt, denkt onmiddellijk aan twee begrippen: comprimeren en expanderen. Inderdaad is een logaritmische versterker een ideale schakeling voor het opbouwen van een compressor. Naarmate de ingangsspanning stijgt gaat de schakeling steeds minder versterken, zodat de uitgang van de versterker niet overstuurd kan worden. Er zijn tal van toepassingen te verzinnen voor een dergelijke schakeling, zeker in de audiotechniek waar men steeds alert moet zijn op het oversturen van schakelingen.
De exponentiële versterker is als het ware geschapen voor het realiseren van expanders. Dat zijn schakelingen die meer gaan versterken naarmate de ingangsspanning stijgt. Met een expander kan men het door een compressor "in elkaar geperste" signaal weer tot normale proporties terugbrengen.

Lineaire dB-metingen

Er is nog een ander zeer belangrijk toepassingsterrein voor logaritmische versterkers. Wie in de audiotechniek signaalniveaus met elkaar wil vergelijken doet dat meestal met de grootheid dB. De decibel is niets anders dan de logaritmische verhouding van twee spanningen, stromen of vermogens. In formule:

$$U_{dB} = 20 \cdot \ln [U_1/U_2]$$

Vandaar dan ook dat normale dB-meters of VU-meters geen lineaire schaal hebben maar, zoals getekend in figuur 10/1.4-3, een logaritmische.



Figuur 10/1.4-3: De logaritmische schaal van een standaard VU-meter op een cassette recorder.

Het totale meetbereik van -20 dB tot 0 dB is niet-lineair over de schaal verdeeld, maar logaritmisch. Het gebied van 0 dB tot -2 dB neemt net zo veel plaats in beslag als het vijf keer grotere gebied van -10 dB tot -20 dB. Het gevolg is dat een niveauverschil van -19 dB naar -18 dB nauwelijks te zien is, terwijl hetzelfde absolute verschil van -4 dB naar -3 dB de schaal duidelijk uitstuurt. In professionele installaties wil men echter meten met een lineaire dB-schaal, iets dat alleen maar kan als men het signaal door een logaritmische versterker stuurt.

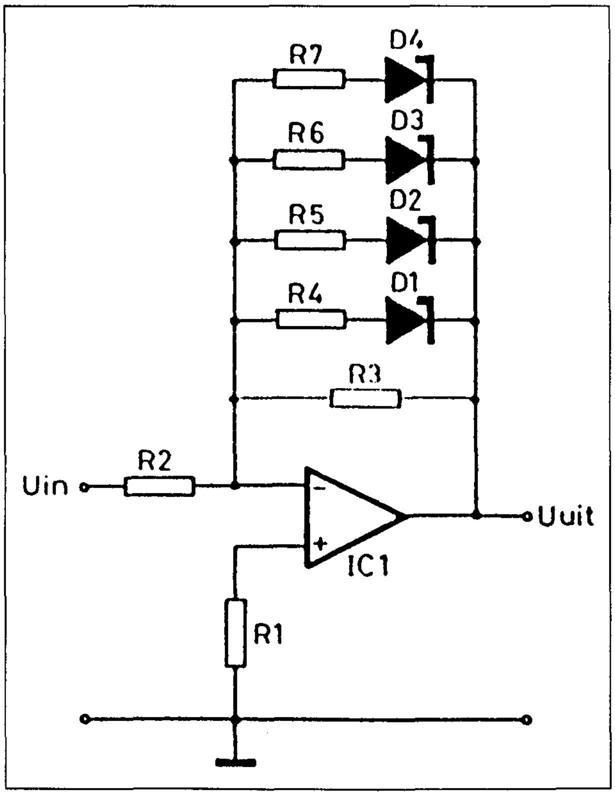
Opmerking

Een exponentiële versterker kan nagemaakt worden door een logaritmische versterker in de terugkoppellus van een operationele versterker op te nemen. Men noemt dat de anti-log schakeling of LOG^{-1}-schakeling, waarvan de transferkarakteristiek veel gelijkenis vertoont met deze van de exponentiële versterker. Vandaar dat in de rest van dit hoofdstuk alleen het principe, de werking en de praktische schakelingen van logaritmische versterkers worden besproken.

De pseudo-logaritmische versterker

Inleiding

Versterkers die echt logaritmisch werken zijn, zo zal later blijken, wel eenvoudig te bouwen, maar niet zo eenvoudig te handhaven. De noodzakelijke schakelingen zijn namelijk extreem temperatuurgevoelig en de meeste energie moet besteed worden aan het binnen de perken houden van het verloop van de eigenschappen onder invloed van de omgevingstemperatuur. Vandaar dat in eenvoudige schakelingen, zoals dB-meters met lineaire schaal, vaak wordt gewerkt met een transferkarakteristiek die het ideale wiskundige verloop benadert. Men noemt deze schakelingen "pseudo-logaritmisch" en vanwege de eenvoud zullen deze als eerste besproken worden.



Figuur 10/1.4-4: De basisschakeling van een zener-teruggekoppelde logaritmische versterker.

De zener-teruggekoppelde op-amp

De allereenvoudigste, maar ook minst nauwkeurige pseudo-logaritmische versterker maakt gebruik van zenerdioden in de terugkoppeling van een operationele versterker. Het basisschema van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 10/1.4-4.

Door de zenerdioden in de terugkoppeling op te nemen wordt de versterkingsfactor van de schakeling afhankelijk van de grootte van de uitgangsspanning en dus ook van de ingangsspanning. Is de uitgangsspanning lager dan de doorslagspanning van de zeners, dan wordt de versterking van de schakeling bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R3. De versterking is dan vrij hoog, zodat de transferkarakteristiek steil verloopt. Stijgt de uitgangsspanning, dan gaat de zener D1 doorslaan, met als gevolg dat de weerstand R4 parallel komt te staan aan de weerstand R3. De versterkingsfactor gaat dalen, zodat de transferkarakteristiek iets vlakker gaat verlopen. Stijgt de uitgangsspanning nog meer, dan gaat ook de zener D2 doorslaan en komt R5 parallel te staan aan R3 en R4. De versterking daalt nog meer, de karakteristiek verloopt nog vlakker. Naarmate meer en meer zeners doorslaan komen er meer en meer weerstanden parallel te staan aan R3 en zal de versterking van de trap meer en meer dalen. De transferkarakteristiek van de schakeling verloopt dan ook getrapt, zoals voorgesteld in figuur 10/1.4-5. De karakteristiek is dus een benadering van de ideale wiskundige logaritmische karakteristiek.

Het grote nadeel van deze eenvoudige schakeling is dat men erg weinig invloed heeft op de plaats van de knikpunten in de karakteristiek. Men heeft immers maar een beperkte keuze in de doorslagspanningen van zenerdioden! Vandaar dat het met een dergelijke schakeling niet mogelijk is de ideale karakteristiek zeer precies na te maken.

De diode-teruggekoppelde op-amp

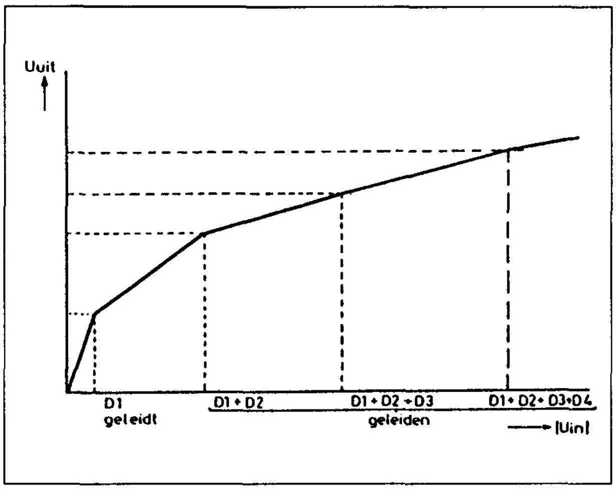
Het bezwaar van de niet met iedere gewenste doorslagspanning te verkrijgen zenerdio-

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

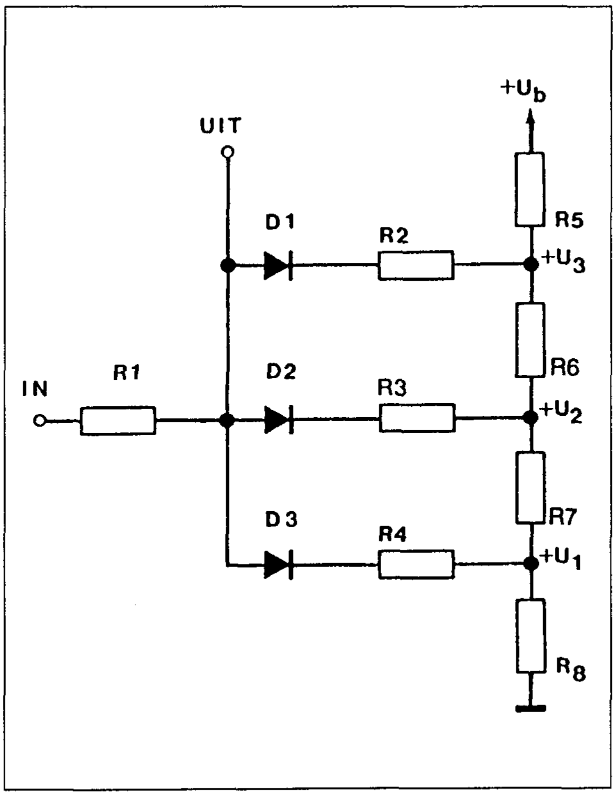
den kan opgelost worden door de zeners kunstmatig na te maken met gewone silicium dioden. Het principe van deze techniek is getekend in figuur 10/1.4-6.
Tussen de in- en de uitgang is een vaste weerstand R1 opgenomen. Tussen de positieve voeding en de massa staat een spanningsdeler R5 tot en met R8. Ieder knooppunt van deze deler is via een serieschakeling van een diode en een weerstand met de uitgang verbonden. Er ontstaat een spanningsafhankelijke verzwakker, waarvan de verzwakking stijgt naarmate de ingangsspanning toeneemt. De dioden gaan immers een na een geleiden op het moment dat de positieve ingangsspanning groter wordt dan de diodespanning plus respectievelijk de spanningen +U1, +U2 en +U3. Als de dioden geleiden worden de weerstanden R4 tot en met R2 via de laagohmige spanningsdeler naar de massa geschakeld. Er ontstaat dan een weerstandsdeler tussen enerzijds de vaste weerstand R1 en anderzijds de steeds lager worden vervangingsweerstand van het diode/weerstand netwerk naar de massa. Op deze manier kan men een logaritmische curve namaken. Men heeft immers niet alleen volledige vrijheid wat betreft de waarden van de weerstanden R2, R3 en R4, maar ook wat betreft de spanningsdrempels +U1, +U2 en +U3. De schakeling heeft een transferkarakteristiek die volledig identiek van vorm is als deze die getekend is in figuur 10/1.4-5. Maar het is nu mogelijk zowel de helling van de segmenten als de breekpunten van de karakteristiek zeer nauwkeurig te berekenen.

Praktische schakelingen

In figuur 10/1.4-7 is een praktische schakeling van het diode-teruggekoppelde principe getekend. De schakeling is bedoeld om dB's lineair te meten op een draaispoel metertje met een lineaire schaal van 0 dB tot +10 dB. De schakeling moet voorafgegaan worden door een bufferversterker met een lage uitgangsimpedantie.
De schakeling levert een uitgangsspanning van 0 V bij 0 dB aan de ingang en een spanning van +10 V bij +10 dB aan de ingang.

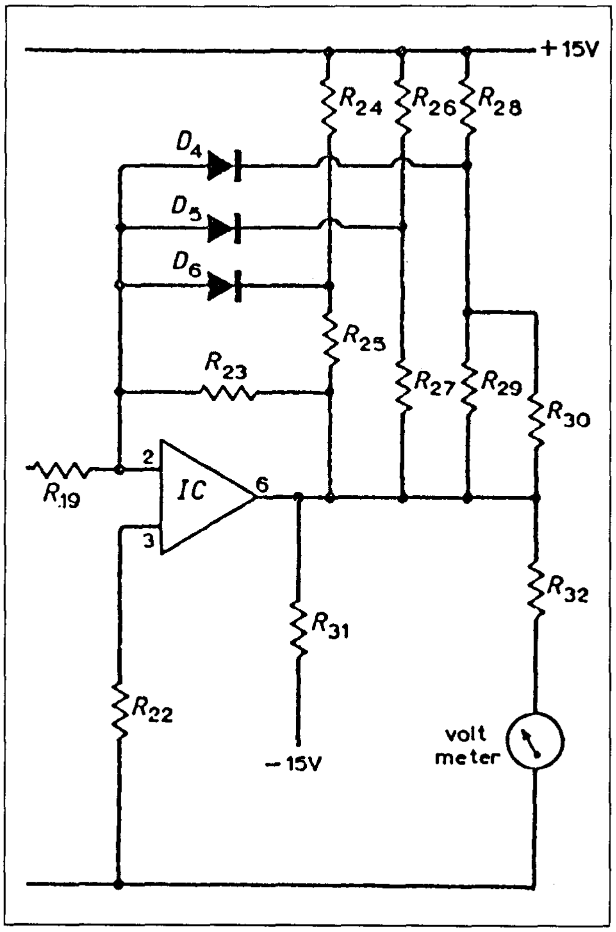


Figuur 10/1.4-5: De transferkarakteristiek van de schakeling van figuur 10/1.4-4.



Figuur 10/1.4-6: De pseudo-logaritmische versterker met dioden in de terugkoppeling.

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

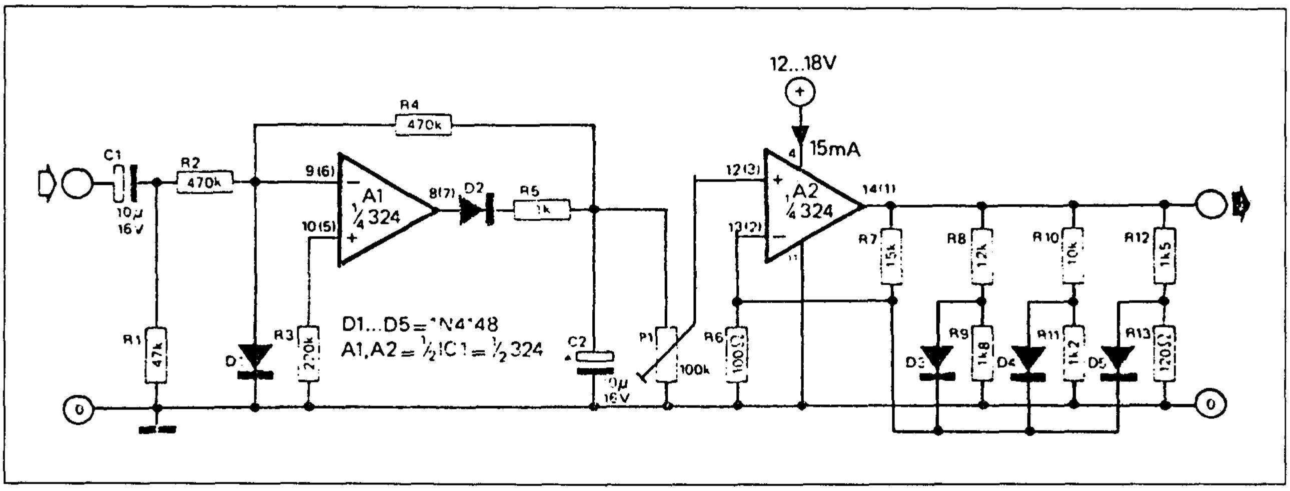


Figuur 10/1.4-7: Een praktisch voorbeeld van een pseudo-logaritmische versterker volgens het diode-teruggekoppelde principe.

De onderstaande weerstanden bepalen de nauwkeurigheid van de logaritmische transferkarakteristiek en moeten met 1 % componenten uitgevoerd worden:

- R19 = 10 kΩ
- R22 = 6,2 kΩ
- R23 = 16,51 kΩ
- R24 = 240 kΩ
- R25 = 39 kΩ
- R26 = 56 kΩ
- R27 = 20 kΩ
- R28 = 51 kΩ
- R29 = 30 kΩ
- R31 = 33 kΩ
- R32 = 98,8 kΩ

In dit schema worden geen silicium dioden toegepast maar germanium exemplaren.
In figuur 10/1.4-8 is een tweede praktisch bruikbare schakeling getekend. Deze eenvoudige VU-meter kan rechtstreeks aangesloten worden op een audio-spanning en geeft een lineaire schaal met een bereik van -18 dB tot +4 dB. De eerste operationele versterker is geschakeld als topdetector. Deze schakeling richt de audio-spanning gelijk en maakt er een positieve spanning van die terug te vinden is over de condensator C2. De tweede operationele versterker is de quasi-logaritmische versterker, waarbij drie dioden gebruikt worden om het logaritmische verband zo goed mogelijk na te bootsen.



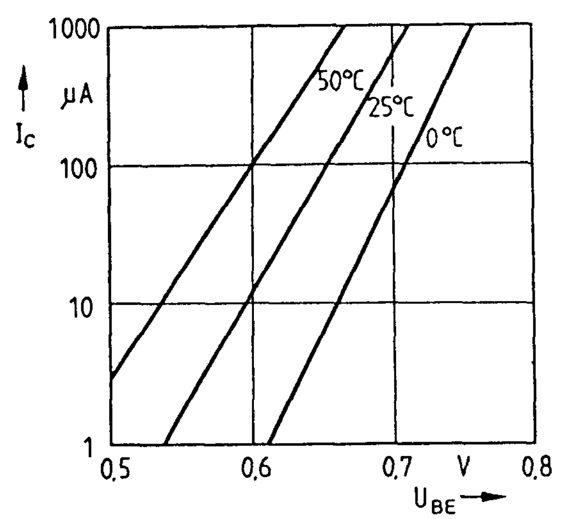
Figuur 10/1.4-8: Een lineaire dB-meter met een schaal van -18 dB tot en met +4 dB.

De uitgang van de schakeling levert een gelijkspanning af die bijvoorbeeld gebruikt kan worden voor het aansturen van een LED-schaal met een resolutie van 2 dB per LED.

De logaritmische versterker

Het principe

Alle logaritmische en anti-logaritmische schakelingen werken op basis van het fysische gegeven dat het verband tussen de basis/emitter spanning en de collectorstroom van een geleidende silicium transistor keurig logaritmisch verloopt.
Dit verband is getekend in de grafiek van figuur 10/1.4-9 en kan wiskundig worden uitgedrukt onder de vorm van de formule:
$U_{be} = U_t \cdot \ln [I_c/I_{lek}]$

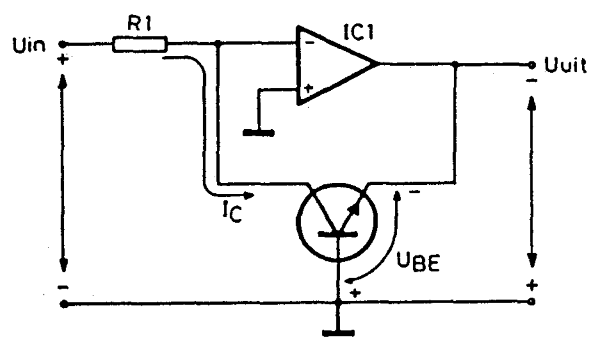


Figuur 10/1.4-9: Het grafisch verband tussen U_{be} en I_c van een si-transistor is lineair als de stroom-as een logaritmische indeling heeft.

Hierin is:
- U_{be}:
  de basis-emitter spanning van de geleidende transistor;
- U_t:
  een fysische grootheid van de halfgeleider, die zeer temperatuursafhankelijk is;
- I_c:
  de collectorstroom die door de transistor vloeit;
- I_{lek}:
  de lekstroom van de transistor, die zeer afhankelijk is van de temperatuur.

De basisschakeling

Als men, zoals getekend in figuur 10/1.4-10, een silicium transistor opneemt in de terugkoppeling van een operationele versterker, ontstaat in theorie een ideale logaritmische versterker.



Figuur 10/1.4-10: Het schema van een schakeling die in theorie een ideale logaritmische versterker zou moeten zijn.

De niet-inverterende ingang van de operationele versterker ligt aan de massa. Het gevolg is dat ook de inverterende ingang het massa-potentiaal opzoekt. De collector van de transistor ligt dus aan de massa. De stroom I_c hangt dan alleen af van de waarde

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

van de ingangsspanning en van de waarde van de weerstand R1:

$\mathbf{I_C = U_{IN}/R_1}$

Zoals duidelijk uit de tekening blijkt is de uitgangsspanning van de operationele versterker gelijk aan de basis/emitter spanning van de transistor. Hieruit volgt dat men de uitgangsspanning van de schakeling kan schrijven als:

$\mathbf{U_{uit} = U_t \,.\, \ln\, [U_{in}/R_1 . I_{lek}]}$

De uitgangsspanning is dus gelijk aan de logaritmische waarde van de ingangsspanning!

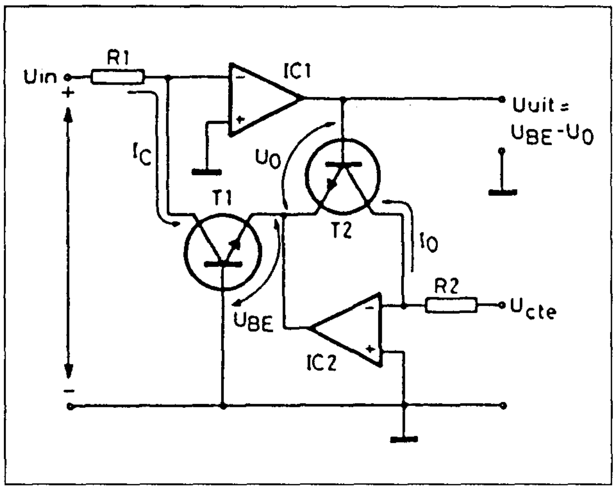
De getekende schakeling lijkt dus een ideale logaritmische versterker, maar heeft nogal wat nadelen:

- De uitgangsspanning is zeer laag, want gelijk aan de basis/emitter spanning van de transistor, dus gemiddeld 0,6 V.
- De variatie op de uitgangsspanning is zeer klein, omdat de basis/emitter spanning van een transistor nooit groter of kleiner kan worden dan respectievelijk 0,8 V en 0,5 V.
- Er moet dus flink versterkt worden en bovendien moet de gemiddelde waarde van U_{be} met een verschilversterker uitgefilterd worden.
- Het grootste nadeel van de schakeling is echter dat de termen U_t en I_{lek} in de formule staan. Dit zijn twee temperatuursafhankelijke grootheden, met als gevolg dat de werking van de schakeling volledig afhankelijk is van de omgevingstemperatuur. De variatie op I_{lek} onder invloed van de temperatuur is zelfs zo groot dat de uitgangsspanning meer zal variëren onder invloed van de temperatuur dan onder invloed van variaties op de ingangsspanning!

Het is vooral deze laatste factor die de beschreven schakeling praktisch volledig onbruikbaar maakt.

De temperatuur gecompenseerde logaritmische versterker

Gelukkig kan men aan deze extreem grote temperatuursafhankelijk wat doen. Het basisschema van een temperatuur gecompenseerd logaritmische versterker is getekend in figuur 10/1.4-11. De schakeling is in feite opgebouwd uit de combinatie van twee schakelingen volgens figuur 10/1.4-10. Rond IC1 zit het schema van de basisschakeling. Rond IC2 staat een identieke schakeling.



Figuur 10/1.4-11: Het principiële schema van de temperatuur gecompenseerde logaritmische versterker.

De ingang van deze schakeling word echter verbonden met een constante spanning U_{cte}. De twee transistoren worden op een specifieke manier met elkaar verbonden en in deze specifieke manier zit het geheim van de temperatuurscompensatie. De uitgangsspanning van de schakeling is gelijk aan:

$\mathbf{U_{uit} = U_{be} - U_0}$

Hierin staat U_0 voor de basis/emitter spanning van de transistor T2. Deze spanning wordt uiteraard weer logaritmisch bepaald door de collectorstroom I_0, die op zijn beurt weer afhankelijk is van de constante spanning U_{cte}. Gaat men, via de reeds bekende formule, het verband tussen in- en uitgangsspanning berekenen, dan ontstaat de uitdrukking:

$\mathbf{U_{uit} = U_t \,.\, \ln\, [I_c/I_0]}$

De zeer temperatuursgevoelige factor I_{lek} is uit de formule verdwenen!

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

De enige temperatuursafhankelijke factor is U_t, maar omdat de invloed van de temperatuur hierop niet zo erg groot is kan men deze vrij gemakkelijk compenseren.

Variaties op een thema

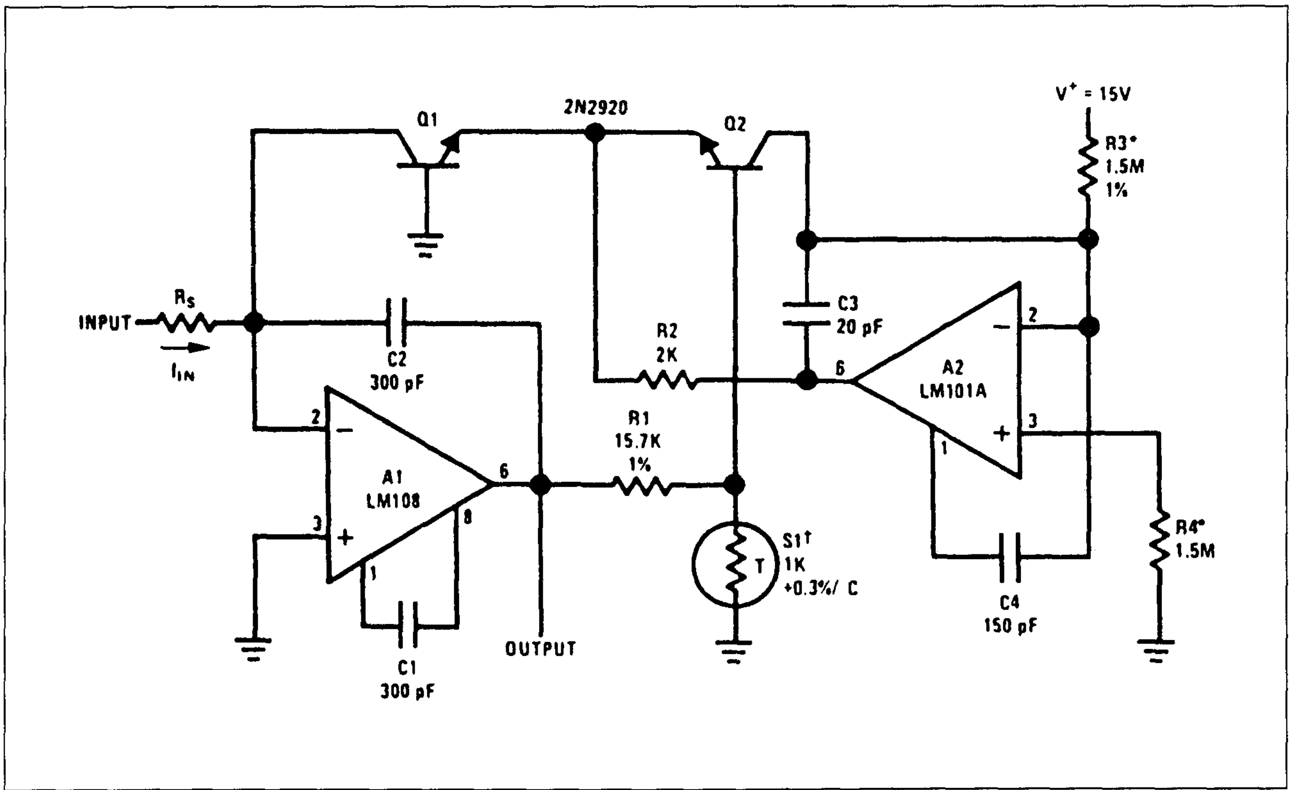
Op het schema van figuur 10/1.4-11 zijn talloze variaties bedacht, die allen tot functie hebben de temperatuursstabiliteit van de logaritmische versterker zo groot mogelijk te maken. Enige uit de praktijk ontleende variaties:

- In de meeste gevallen zal men twee transistoren gebruiken die in een array zitten. Men is er dan zeker van dat de transistoren op dezelfde temperatuur staan en geen verschillen in I_{lek} zullen optreden.
- Meestal wordt de tweede schakeling gestuurd met een constante stroom in plaatst van met een constante spanning. De collectorstroom I_0 wordt dan niet via een weerstand afgeleid uit een spanningsbron, maar rechtstreeks geleverd door een stroombron.
- Door tussen de emitters van de twee transistoren een weerstand op te nemen probeert men de lineariteit over een zo breed mogelijk gebied van de ingangsspanning te handhaven.
- De temperatuurscoëfficiënt van U_t wordt soms opgevangen door in de schakeling een thermistor of NTC op te nemen.

Praktische voorbeeld-schakelingen

Trouw aan het principiële gebeuren

De eerste voorbeeld-schakeling die wordt besproken volgt het schema van figuur 10/1.4-11 wel heel letterlijk op de voet. De schakeling is getekend in figuur 10/1.4-12 en werd ontwikkeld door NatSemi.



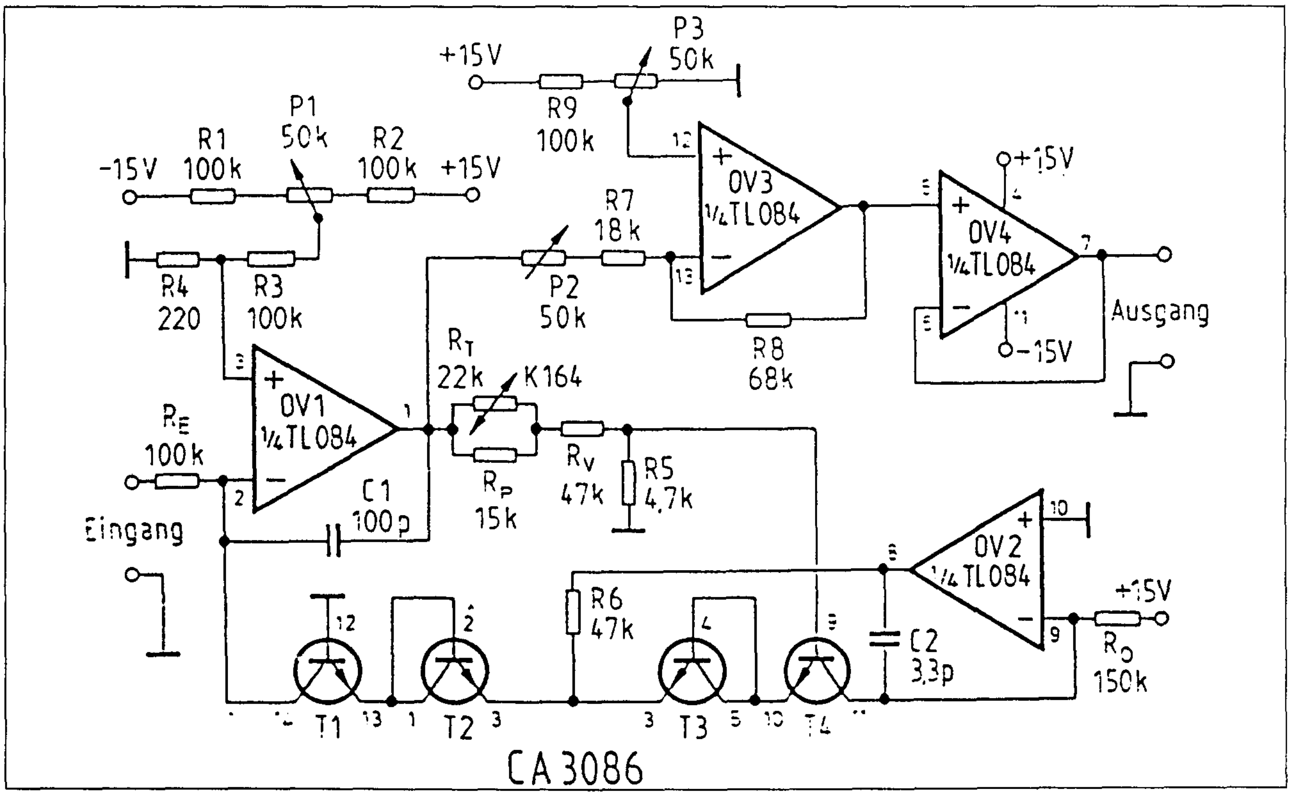
Figuur 10/1.4-12: Een logaritmische versterker die een ingangsstroom omzet in een logaritmische uitgangsspanning.

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers

De schakeling zet een ingangsstroom tussen 10 nA en 1 mA om in een uitgangsspanning met een omzettingsfactor van 1 V per decade. Als de ingangsstroom vertienvoudigt, zal de uitgangsspanning met 1 V stijgen. Voor de twee transistoren wordt een 2N2920 gebruikt, een dubbele transistor in één behuizing. De temperatuurscoëfficiënt van U_t wordt gecompenseerd door de thermistor S1, die een tempco van +0,3 %/°C moet hebben. De weerstand R3 moet verbonden worden met een zeer stabiele voedingsspanning van +15 V. De waarde van deze weerstand bepaalt de waarde van de ingangsstroom, waarbij de uitgangsspanning gelijk is aan 0 V. Met de ingetekende waarde gebeurt dit bij een ingangsstroom van 10 µA.

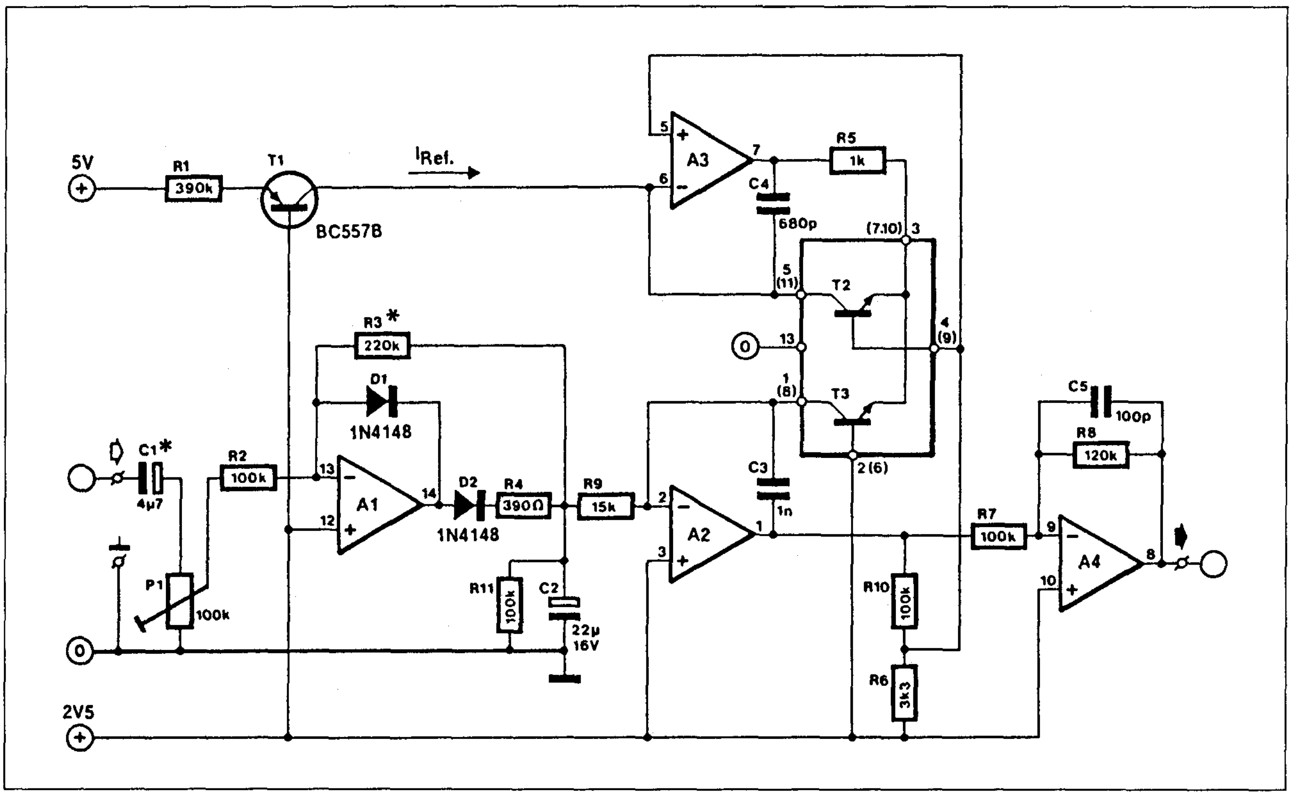
Meetversterker met een bereik van 60 dB

In figuur 10/1.4-13 is een logaritmische versterker getekend, die aan zeer hoge eisen voldoet. De schakeling heeft een dynamisch bereik van 60 dB, wat er op neer komt dat de ingangsspanning mag variëren tussen 10 mV en 10 V. De uitgangsspanning varieert dan tussen 0 V en +10 V. De schakeling is dus ideaal voor het maken van een digitale dB-meter, waarbij overigens een resolutie van 0,1 V meer dan genoeg is! De meetresolutie bedraagt dan nog steeds 1 dB, hetgeen realistisch te noemen is als men bedenkt dat de schakeling een fout van maximaal +/-0,2 dB heeft over een temperatuurbereik van +10 °C tot +45 °C. Zou men de uitlezing een resolutie geven van 0,01 V, dan zou men in principe tot 0,1 dB nauwkeurig kunnen meten. Maar dat heeft, gezien de mogelijke onnauwkeurigheid van 0,2 dB, weinig zin! De +10 V uitgangsspanning van de schakeling moet dan uiteraard door middel van een weerstandsdelertje gereduceerd worden tot +6 V, zodat de schaalfactor van de meter 10 dB/V bedraagt.



Figuur 10/1.4-13: Een schakeling van een logaritmische versterker, waarmee men een digitale dB-meter kan maken met een bereik van 60 dB.

1.4 Operationele versterkers als niet-lineaire versterkers



Figuur 10/1.4-14: Een lineaire VU-meter met een bereik van 60 dB, die gestuurd kan worden met een signaalspanning.

De vier operationele versterkers zitten in één IC. Hetzelfde geldt voor de vier transistoren die in deze schakeling gebruikt worden. Voor het afregelen van de schakeling heeft men een gelijkspanningsbron nodig, waarvan men spanningen van +10 V, +1 V, +100 mV en +10 mV kan aftakken. Op de uitgang van de schakeling wordt een gelijkspanningsmeter aangesloten. Men zet afwisselend +10 V en +1 V op de ingang en regelt de instelpotentiometers P3 en P4 zo af, dat uitgangsspanningen van resp. +10 V en +8 V gemeten worden. Deze afregeling zal men stap voor stap moeten uitvoeren, waarbij steeds voorzichtig naar de twee waarden wordt toegewerkt. Nadien legt men spanningen van +100 mV en +10 mV aan en regelt P1 af op de best mogelijke lineariteit.

VU-meter met lineaire schaal van 60 dB

In figuur 10/1.4-14 is een logaritmische versterker getekend met een dynamisch bereik van 60 dB. Maar omdat het de bedoeling is de schakeling te gebruiken als VU-meter met een LED-schaal moeten er aan de nauwkeurigheid niet zo'n hoge eisen gesteld worden. De schakeling is dan ook eenvoudig van opzet. De eerste operationele versterker A1 vormt de gelijkrichter, die de audiospanning van recorder of versterker omzet in een gelijkspanning over de condensator C2. De operationele versterkers A2 en A3 vormen, samen met de transistoren T2 en T3, de feitelijke logaritmische versterker. De laatste operationele versterker A4 is de uitgangsversterker, waarmee men de uitgangsspanning van de logaritmische versterker kan aanpassen aan de gevoeligheid van de LED-meter. Ook nu wordt een CA3086 gebruikt om de temperatuursstabiliteit van de schakeling te optimaliseren. De temperatuurscoëfficiënt van de logaritmische versterker wordt verder niet gecompenseerd, omdat dit voor het beoogde doel niet noodzakelijk is.

10/1.5

Operationele versterkers als filters

Definities en eigenschappen van analoge filters

Analoge filtertechniek

Ondanks de opkomst van semi-digitale filterschakelingen (geschakelde condensatoren) en volledig digitaal werkende filterschakelingen (transversaalfilters) speelt de operationele versterker nog steeds een belangrijke rol bij het ontwerpen van voornamelijk laagfrequente analoge filterschakelingen. Operationele versterkers hebben immers voor het berekenen van LF-filters de onderstaande gunstige eigenschappen:

- een zo goed als oneindig hoge ingangsimpedantie tussen de beide ingangen, die in berekeningen te verwaarlozen is;
- een open-lus versterking die zo hoog is dat men deze vaak in benaderende berekeningen gelijk kan stellen aan oneindig;
- een uitgangsimpedantie die de 0 Ω benadert en die ook alweer geschrapt kan worden uit de filterwiskunde;
- een bandbreedte die hoger is dan het frequentiegebied dat men bij laagfrequent toepassingen nodig heeft;
- op een zeer eenvoudige manier symmetrisch te voeden, waardoor de elektronica rond de op-amp alleen voor het definiëren van de filter-eigenschappen dient en niet voor het instellen van de schakeling.

Filter definities

Net zoals ieder ander elektronisch netwerk wordt ook een analoog filter gekenmerkt en gedefinieerd door een aantal eigenschappen en specificaties. De voornaamste specificaties van een analoog filter zijn:

- de amplitude- of doorlaatkarakteristiek;
- de steilheid;
- de orde;
- de afsnijfrequentie f_0 of f_c;
- de fasekarakteristiek;
- de Bode-plot;
- de looptijdkarakteristiek;
- de staprespons.

In de volgende paragraafjes zullen deze begrippen worden toegelicht.

De amplitude- of doorlaatkarakteristiek

In de meeste gevallen wordt de versterking of verzwakking van een filter bij verschillende frequenties uitgedrukt in dB ten opzichte van een referentiefrequentie waarbij de verzwakking of versterking gelijk is aan 0 dB. Een dergelijke doorlaatkarakteristiek van een filter is getekend in figuur 10/1.5-1. Deze karakteristiek wordt ook wel eens het "eerste Bode-diagram" van een filter genoemd.

De afsnijfrequentie

De afsnijfrequentie is die frequentie, waarbij de verzwakking van het filter gestegen is tot -3 dB. In figuur 10/1.5-1 is dit punt met vette lijnen aangegeven. Deze specificatie wordt voorgesteld door het symbool f_0 of f_c. De "c" staat voor het Engelse "cut-off".

De steilheid

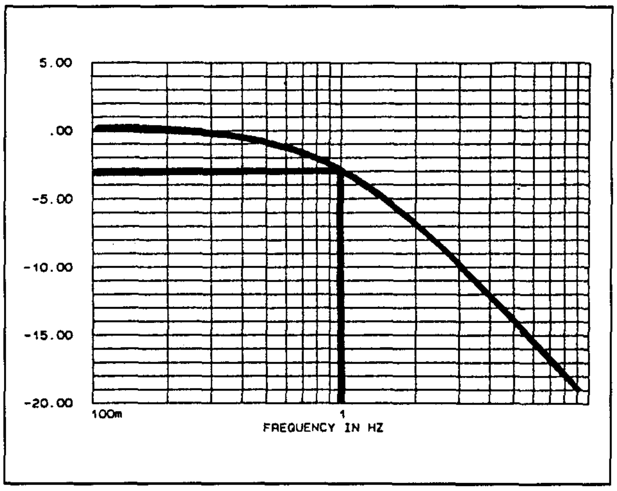
De doorlaatkarakteristiek heeft een bepaalde helling, die de steilheid van het filter wordt genoemd. Deze steilheid is een tweede belangrijke eigenschap van ieder filter.

1.5 Operationele versterkers als filters

In de meeste gevallen wordt deze steilheid uitgedrukt in dB/octaaf of dB/decade. In het eerste geval meet men de verzwakking die optreedt tussen de afsnijfrequentie en de dubbele afsnijfrequentie. In het tweede geval meet men de verzwakking tussen de afsnijfrequentie en de tienvoudige afsnijfrequentie. In de praktijk wordt de steilheid echter meestal uitgedrukt in dB/octaaf.

De orde

De orde van het filter heeft rechtstreeks te maken met de steilheid ervan.
Hoe steiler het filter, hoe hoger de orde. Een filter van de eerste orde heeft een steilheid van 6 dB/octaaf. Een filter van de tweede orde haalt een verzwakking van 12 dB/octaaf.
Iedere stijging van de steilheid met 6 dB/octaaf verhoogt de orde met de eenheid. Een vierde orde filter verzwakt dus met 24 dB/octaaf.



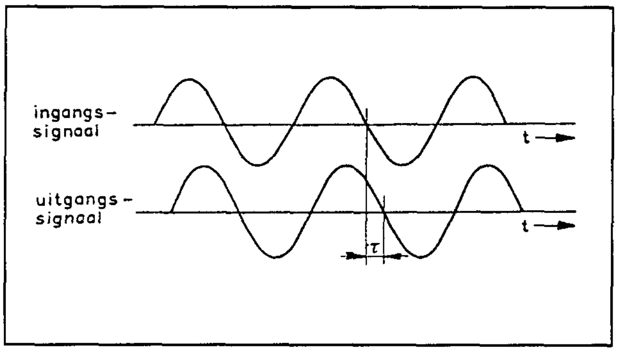
Figuur 10/1.5-1: De doorlaat- of eerste Bode-karakteristiek van een analoog filter.

De fasekarakteristiek

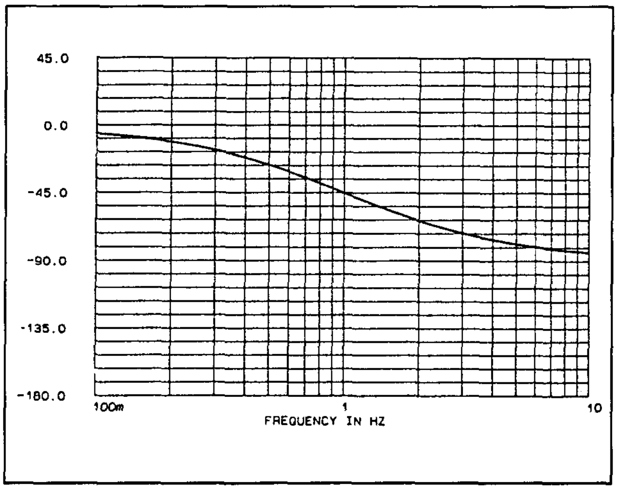
Zoals uit figuur 10/1.5-2 blijkt ontstaat er een faseverschil tussen de in- en de uitgangsspanning van een analoog filter. Dit faseverschil is afhankelijk van de signaalfrequentie. Het faseverschil τ wordt uitgedrukt in graden ten opzichte van de 360 ° van de volle periode van een sinus. De fasekarakteristiek van een filter, zie figuur 10/1.5-3, wordt ook wel eens het "tweede Bode-diagram" genoemd en geeft de faseverschuiving weer tussen het ingangssignaal en het uitgangssignaal in functie van de signaalfrequentie.

De Bode-plot

Vaak worden de amplitude- en de fasekarakteristieken van een filter in één grafiek (zie figuur 10/1.5-4) weergegeven. Men spreekt dan van de "Bode-plot" van het filter. De grafiek geeft immers zowel het eerste als het tweede Bode-diagram weer.

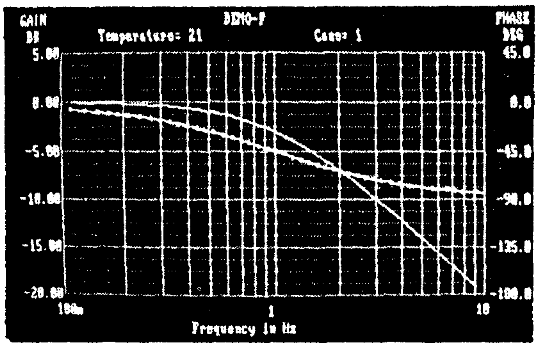


Figuur 10/1.5-2: Tussen de in- en de uitgangsspanning van een filter ontstaat een faseverschil.

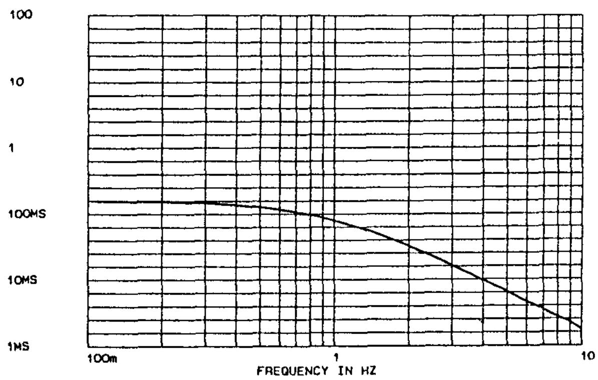


Figuur 10/1.5-3: De fasekarakteristiek of tweede Bode-diagram van een filter.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-4: De door een computerprogramma berekende Bode-plot van een filter.



Figuur 10/1.5-5: De loooptijdkarakteristiek van een filter.

De linker vertikale as geeft steeds de amplitudekarakteristiek in dB weer, de rechter vertikale as de fasekarakteristiek in graden. De horizontale as geeft uiteraard de logaritmische frequentieverdeling weer.

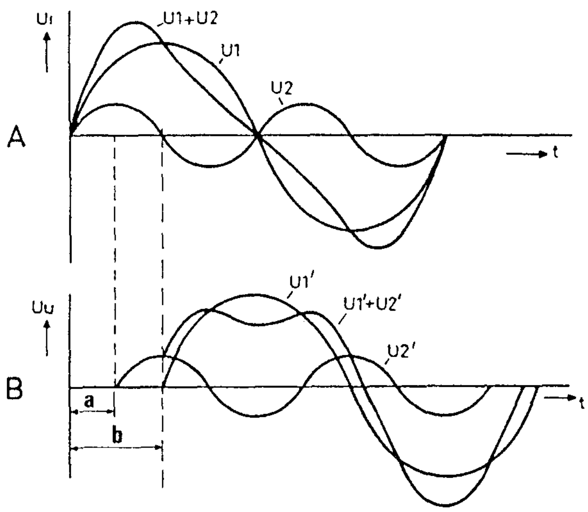
De looptijd

Uit het feit dat een filter faseverschuivingen introduceert kan men afleiden dat een filter het ingangssignaal vertraagt. Een derde belangrijke grafiek van ieder filter is dan ook de looptijdkarakteristiek. In deze grafiek, zie figuur 10/1.5-5, wordt uitgezet hoeveel µs of ms signalen met een bepaalde frequentie vertraagd worden. Of, met andere woorden, hoe lang het signaal er over doet om van de ingang naar de uitgang van het filter te migreren.

De staprespons

Als men aan de ingang van een filter opeens een spanningssprong legt, zal het duidelijk zijn dat dezelfde plotselinge spanningssprong niet op de uitgang is terug te vinden! Een spanningssprong is immers samengesteld uit een heleboel harmonische frequenties.

Nu zal het filter voor al die frequenties verschillende faseverschuivingen en looptijden hebben.

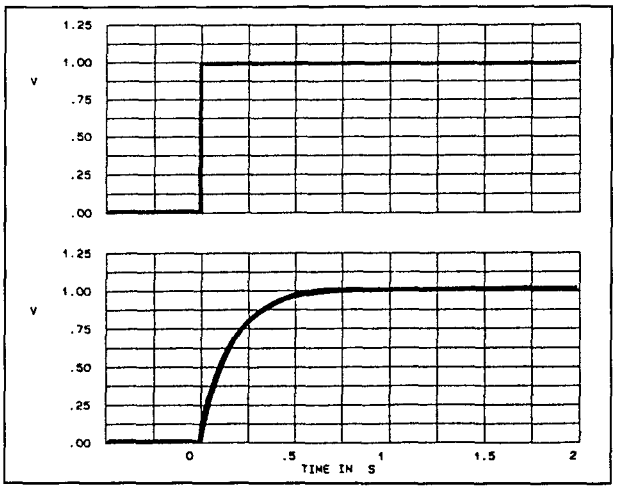


Figuur 10/1.5-6: De signaalvervorming die door de fasekarakteristieken van een filter ontstaat.

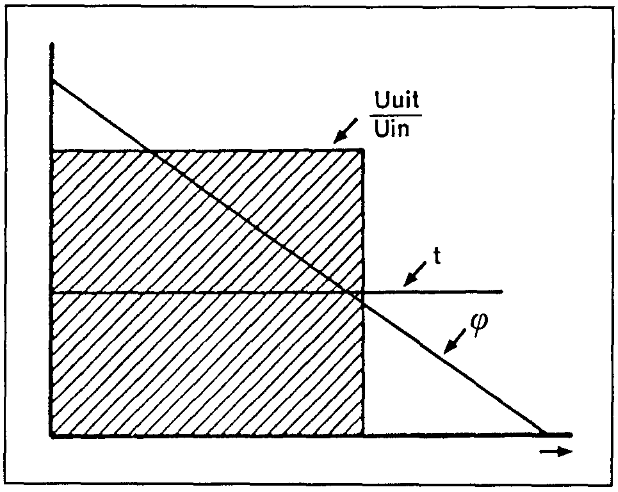
Het gevolg is dat de samenstelling van het signaal door het filter grondig beïnvloed wordt.

Dit verschijnsel wordt toegelicht aan de hand van figuur 10/1.5-6. Aan de ingang van een filter wordt een signaal U_1+U_2 gelegd. Volgens Fourier kan men dit signaal ontleden in twee sinusvormige spanningen U_1 en U_2.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-7: De staprespons van een filter.



Figuur 10/1.5-8: De karakteristieken van een ideaal laagdoorlaat filter.

Het filter vertraagt het signaal U_2 over een hoek van b ° en het signaal U_1 over een kleinere hoek a °. Het gevolg is dat het uitgangssignaal van het filter gelijk wordt aan $U_1'+U_2'$. Uit de grafiek blijkt heel duidelijk dat dit samengestelde signaal er heel anders uitziet dan het samengestelde signaal aan de ingang!
Deze eigenschap van analoge filters kan worden samengevat in een grafiek, die men de staprespons karakteristiek noemt. De grafiek van figuur 10/1.5-7 geeft het spanningsverloop weer (vertikale as) in functie van de tijd (horizontale as).
Als standaard wordt aan de ingang een stapspanning met een amplitude van 1 V gelegd. De grafiek geeft het verband tussen deze sprong aan de ingang en de door het filter gegenereerde uitgangsspanning. De staprespons geeft belangrijke informatie over hoe een filterschakeling zich in de praktijk zal gedragen. In het laboratorium wordt meestal gemeten met zuivere sinusoidale spanningen. In de praktijk zal een filter echter veel meer aan stapspanningen worden blootgesteld. Uit de stap-respons kan men bijvoorbeeld afleiden of een filter een bepaald "inslingerings"-gedrag vertoont en of er sprake is van "overshoot" op het uitgangssignaal.

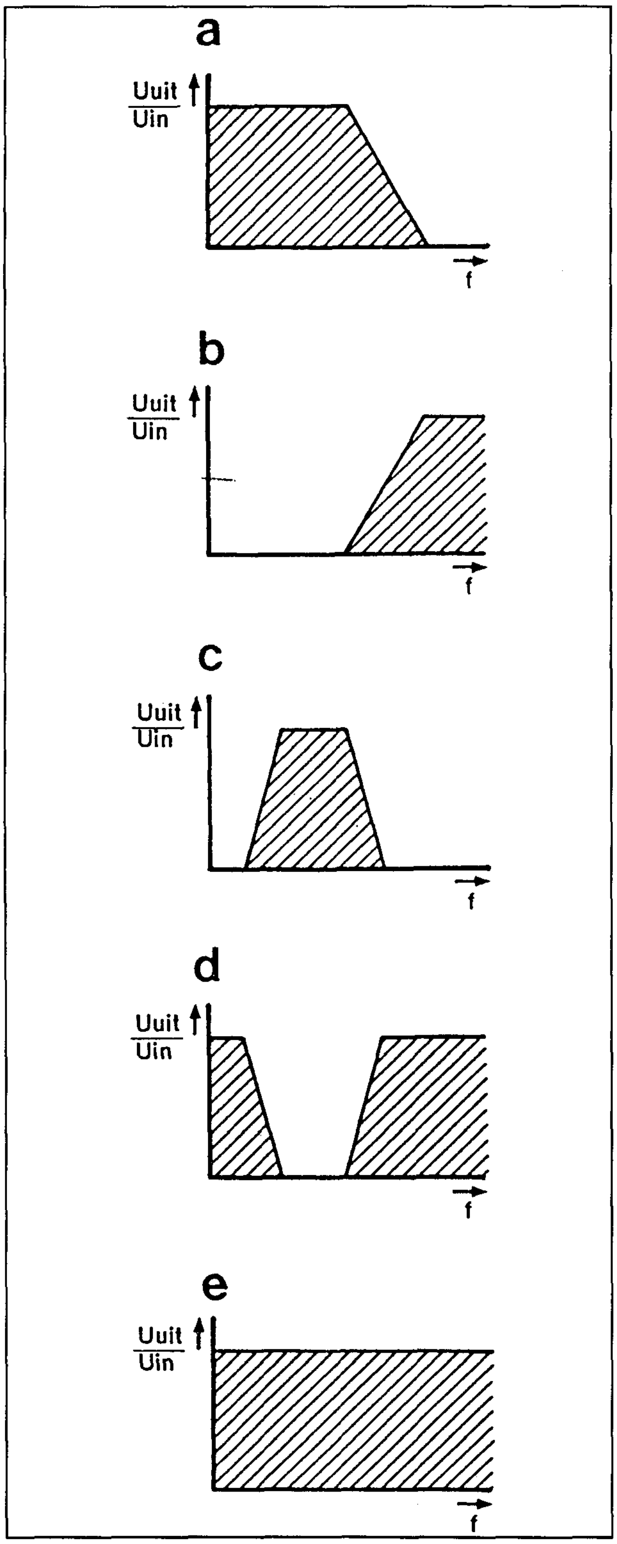
Karakteristieken van een ideaal filter
Een ideaal filter (als voorbeeld wordt een laagdoorlaat filter genomen) zou karakteristieken moeten vertonen zoals deze in figuur 10/1.5-8 zijn samengevat.
Deze in de praktijk alleen maar benaderbare ideale karakteristieken kunnen als volgt samengevat worden.

- Amplitudekarakteristiek
  De amplitudekarakteristiek U_{uit}/U_{in} verloopt kaarsrecht tot aan de filterfrequentie en vertoont nadien een oneindig hoge verzwakking.
- Fasekarakteristiek
  De fasekarakteristiek φ verloopt weliswaar met een helling, maar kaarsrecht.
- Looptijdvertraging
  De looptijdvertraging t is voor alle frequenties constant.

Indeling van filters

Indeling volgens amplitudekarakteristiek
Een voor de hand liggende indeling is uiteraard naar de amplitudekarakteristiek. In de praktijk kan men vijf typen van filters onderscheiden, waarvan de amplitudekarakteristieken zijn samengevat in figuur 10/1.5-9.

1.5 Operationele versterkers als filters

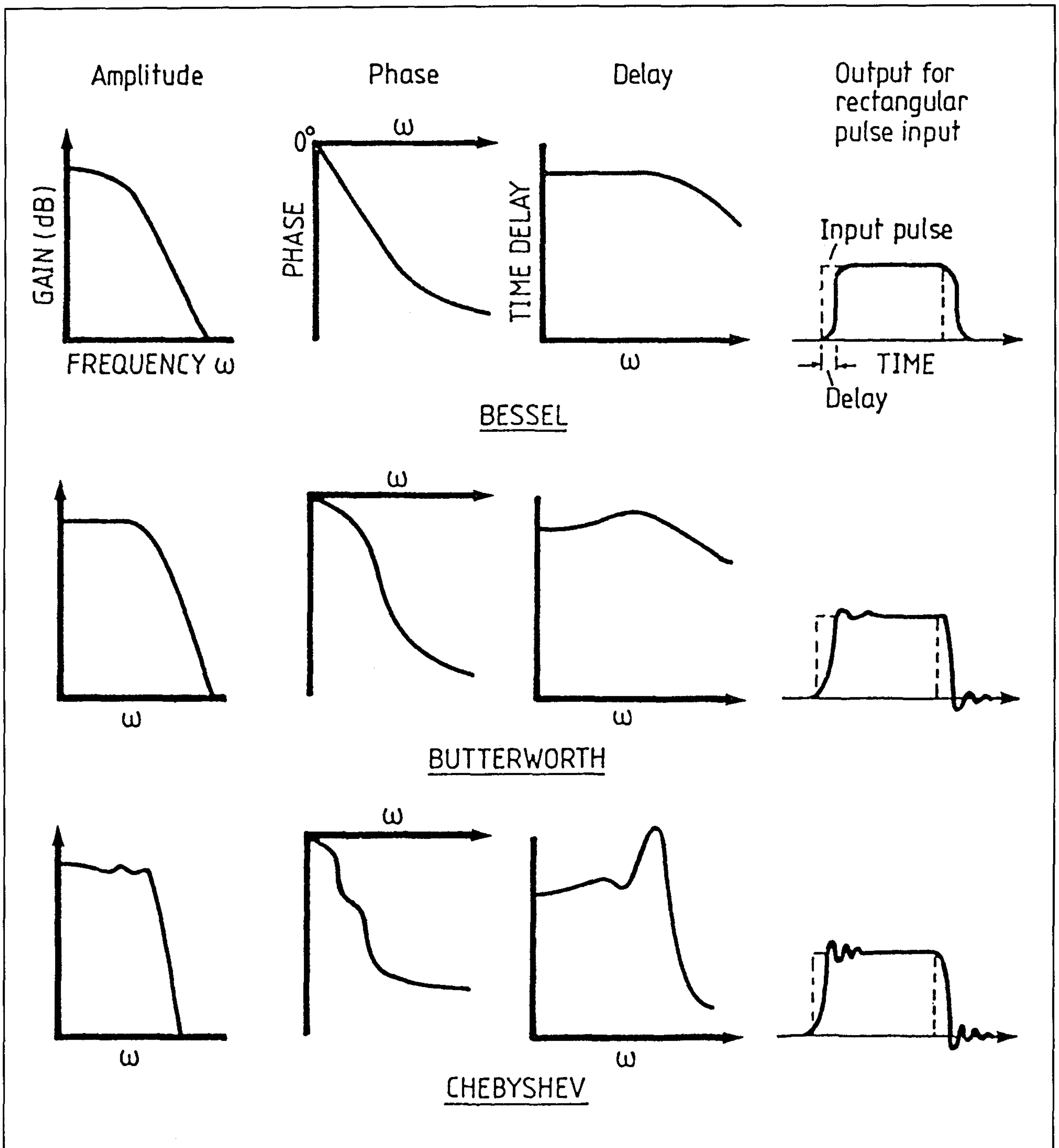


Figuur 10/1.5-9: De amplitudekarakteristieken van de vijf basis filtertypen.

- Het laagdoorlaat filter (a)
  Het laagdoorlaat filter laat alle frequenties vanaf 0 Hz tot een bepaalde afsnijfrequentie f_0 onverzwakt door. Boven deze frequentie worden de signalen verzwakt, waarbij de verzwakking toeneemt naarmate de frequentie stijgt.
- Het hoogdoorlaat filter (b)
  Dit filter werkt tegengesteld. Alle signalen met een frequentie beneden een bepaalde afsnijwaarde worden verzwakt. Naarmate de frequentie stijgt neemt de verzwakking echter af. Alle signalen met frequenties boven de afsnijfrequentie worden onverzwakt doorgelaten.
- Het banddoorlaat filter (c)
  Dit filter laat alleen signalen door die frequenties hebben die tussen twee grenswaarden liggen. Afhankelijk van de samenstelling van het filter kunnen deze twee grensfrequenties dicht bij elkaar liggen of ver uit elkaar liggen.
- Het bandsper filter (d)
  Het bandsper filter blokkeert alle signalen met frequenties tussen twee grenswaarden. Ook nu kunnen deze grenswaarden ver of dicht uit elkaar liggen.
- Het allesdoorlaat filter (e)
  Alle frequenties worden onverzwakt doorgekoppeld, maar er ontstaat een faseverschuiving tussen het signaal aan de ingang en het signaal aan de uitgang.

Indeling volgens concept
Er zijn tal van filterconcepten ontwikkeld. Het ene concept optimaliseert de doorlaatkarakteristiek, maar legt minder nadruk op de fasekarakteristiek.
Het andere concept probeert de looptijd zo ideaal mogelijk te maken, maar heeft als nadeel dat de doorlaatkarakteristiek niet zo vlak verloopt. Toch kan men stellen dat zich vier concepten als standaard hebben doorgezet:
- het Bessel filter;
- het Butterworth filter;
- het Chebyshev filter;
- het Linkwitz filter.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-10: De vier voornaamste filterkarakteristieken voor de drie besproken filterconcepten samengevat.

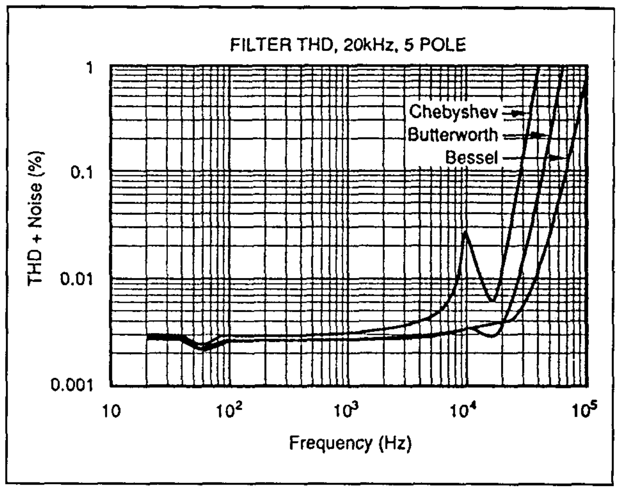
In de volgende paragraafjes worden de specifieke eigenschappen van de drie eerste concepten in het kort beschreven. Het Linkwitz concept is een speciaal concept dat alleen gebruikt wordt bij het ontwerpen van aktieve scheidingsfilters voor luidsprekers en dit zal in een afzonderlijk subhoofdstuk behandeld worden.

1.5 Operationele versterkers als filters

- Het Bessel filter
  De karakteristieken van dit filterconcept werden weliswaar berekend door de wiskundige Bessel, maar uitvoerig in de praktijk getoetst door W. E. Thomson van het research-laboratorium van de Britse Post. Vandaar dat men dit filterconcept soms ook wel Thomson noemt of Bessel-Thomson. Het Bessel filter heeft als voornaamste eigenschap een zo goed als ideale staprespons. Als men aan de ingang van een Bessel filter een blokspanning legt met een basisfrequentie die ver buiten het verzwakkende frequentiegebied van het filter ligt, dan zal deze puls zo goed als onvervormd op de uitgang verschijnen. Het grote nadeel van een Bessel filter is echter dat de verzwakking rond de afsnijfrequentie f_0 niet erg scherp verloopt. Een Bessel filter heeft een tamelijk lineaire fasekarakteristiek. Samengevat kan men stellen dat Bessel filters ideale filters zijn voor gebruik in schakelingen waarbij signalen over een bepaald aantal graden moeten vertraagd worden. Wil men echter bovendien scherp filteren, dan zal men vele Bessel filters achter elkaar moeten schakelen.
- Het Butterworth filter
  Het Butterworth filter heeft als voornaamste eigenschap dat de doorlaatkarakteristiek voor of na de afsnijfrequentie f_0 zeer vlak verloopt. Het grote nadeel van dit concept is dat er duidelijk sprake is van "overshoot" als men een puls aan de ingang aanbiedt. Het vlakke verloop van de doorlaatkarakteristiek in het niet actieve frequentiegebied dat dit filter heeft, maakt Butterworth uitermate geschikt voor gebruik in audio-schakelingen. De "overshoot" op pulsen wordt dan voor lief genomen. Dit verschijnsel kan bovendien, door uitgekiende schakeltechnische uitbreidingen, geminimaliseerd worden.
- Het Chebyshev filter
  Als het er op aan komt zo scherp mogelijk te filteren na de afsnijfrequentie f_0 en de overige karakteristieken van het filter er niet zo erg veel toe doen, dan is het Chebyshev-concept de aangewezen filtervorm. Dergelijke scherp afsnijdende filters heeft men bijvoorbeeld nodig bij het samenstellen van anti-alias filters in analoog naar digitaal systemen. In de doorlaatband ontstaan echter hevige schommelingen, die vaak verschillende dB's groot kunnen zijn. Ook de fasekarakteristiek vertoont dergelijke rimpelingen en het zal dan ook wel geen verbazing wekken dat de reactie van een Chebyshev filter op een puls er niet erg fraai uitziet.

Voor normale laag- en hoogdoorlaat filters zal men moeten kiezen tussen de eigenschappen van een Bessel, een Butterworth of een Chebyshev filter. In figuur 10/1.5-10 zijn de vier belangrijkste specificaties van deze drie filter concepten, namelijk:
- de amplitude- of doorlaatkarakteristiek;
- de fasekarakteristiek;
- de looptijdkarakteristiek;
- de staprespons;

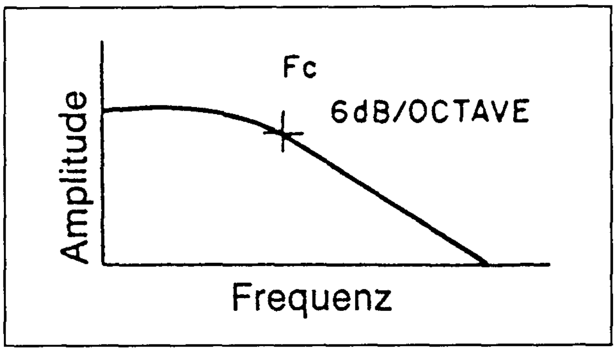
nog eens overzichtelijk samengevat.



Figuur 10/1.5-11: De vervorming van de drie filter concepten overzichtelijk vergeleken in één grafiek.

Een kwestie die nog niet besproken is, maar niet buiten beschouwing mag blijven, is wat de drie concepten doen met harmonische

vervorming. Zeker in audioschakelingen is dat uiteraard een zeer belangrijke factor. Uit de vergelijkende grafiek van figuur 10/1.5-11 blijkt overduidelijk dat het Bessel filter de kleinste vervorming veroorzaakt. Het zal waarschijnlijk niemand verbazen dat het Chebyshev filter het er ook op dit gebied het slechtst van af brengt. De grafiek werd opgesteld aan de hand van drie identieke laagdoorlaat filters van de vijfde orde met een afsnijfrequentie van 20 kHz.

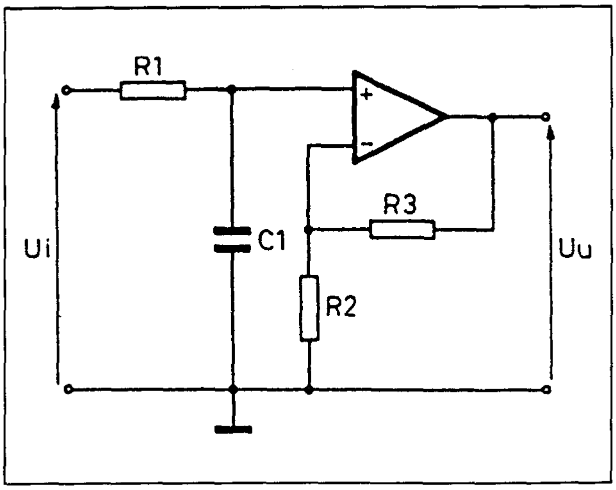


Figuur 10/1.5-13: De amplitudekarakteristiek van een laagdoorlaat filter van de eerste orde.

Laagdoorlaat filters

Eerste orde filter

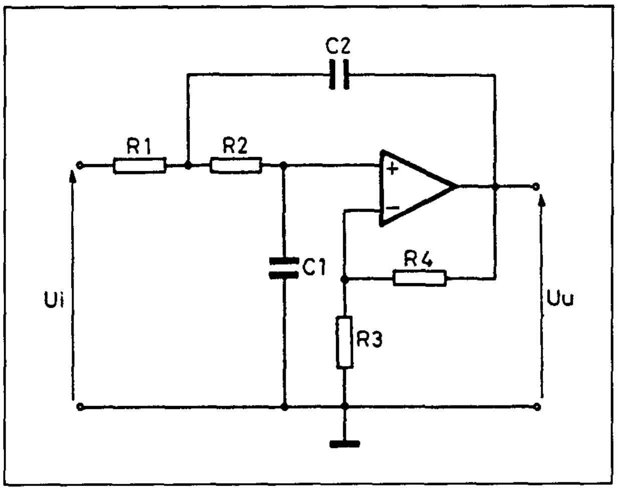
Het basisschema van een laagdoorlaat filter van de eerste orde is getekend in figuur 10/1.5-12. De schakeling bestaat uit een passief RC-netwerk, afgesloten met een als inverterende versterker geschakelde operationele versterker. De amplitudekarakteristiek ziet er uit zoals getekend in figuur 10/1.5-13. Bij de frequentie f_0 bedraagt de verzwakking 3 dB. De spanningsversterking wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R3. Het zal duidelijk zijn dat er bij een eerste orde filter absoluut geen sprake is van diverse concepten. De schakeling doet wat hij doet, verzwakken met 6 dB/octaaf, en daar blijft het bij!



Figuur 10/1.5-12: Laagdoorlaat filter van de eerste orde.

Tweede orde filter

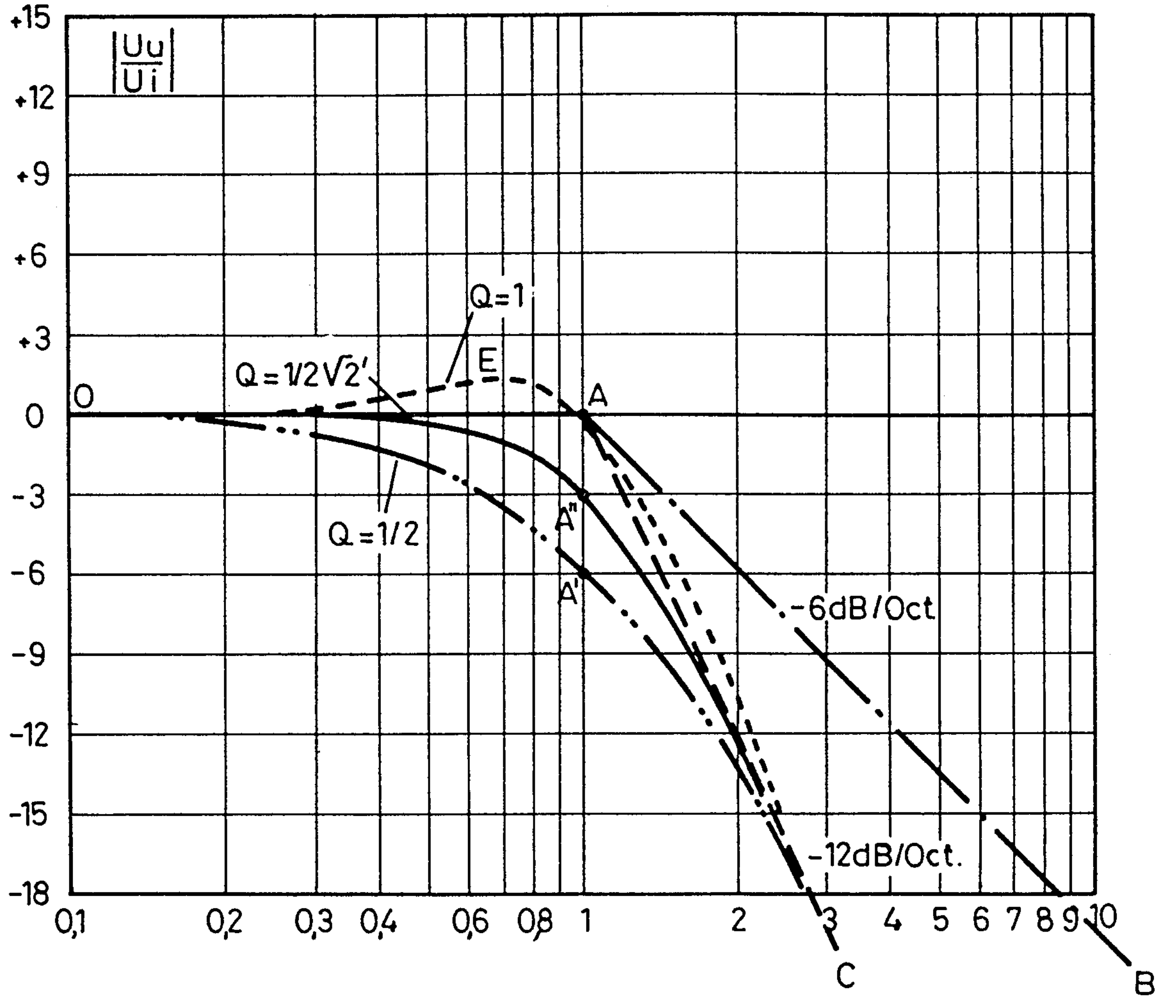
Heel wat interessanter is het basisschema van een laagdoorlaat filter van de tweede orde, getekend in figuur 10/1.5-14.



Figuur 10/1.5-14: Basisschema van een laagdoorlaatfilter van de tweede orde.

Er zijn nu twee RC-netwerken aanwezig, waarvan het tweede wordt opgenomen in de terugkoppeling van de operationele versterker. Naarmate de frequentie stijgt zal de impedantie van de condensatoren steeds kleiner worden. Er ontstaat een terugkoppeling van de uitgang naar de ingang via condensator C2 . Condensator C1 en weerstand R2 vormen weer de frequentie-afhankelijke spanningsdeler van het eerste orde filter.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-15: De invloed van de kwaliteitsfactor Q op de amplitudekarakteristiek van het tweede orde filter.

Het gevolg van deze dubbele werking is dat het filter na de afsnijfrequentie met 12 dB/octaaf gaat verzwakken.
In de meeste gevallen worden aan de twee weerstanden identieke waarden gegeven. De karakteristieken van het filter rond de afsnijfrequentie f_0 zijn afhankelijk van de verhouding tussen de twee condensatoren. Deze eigenschap wordt uitgedrukt door de ***kwaliteitsfactor Q*** van het filter. Voor de beschreven schakeling kan men deze factor berekenen met de uitdrukking:
Q = 0,5.√C1/C2

De invloed van de kwaliteitsfactor op de amplitudekarakteristiek is getekend in figuur 10/1.5-15.
De ideale karakteristieken van een eerste orde en tweede orde filter worden in deze grafiek voorgesteld door de rechte lijnstukken OAB en OAC. Daarnaast zijn de praktische curves getekend voor kwaliteitsfactoren tussen 1 en 0,5. Duidelijk blijkt dat alle drie de curves de 12 dB/octaaf helling volgen, maar dat rond de afsnijfrequentie (punt A) sprake kan zijn van extra verzwakking of van lichte signaalopslingering. Wie prijs stelt

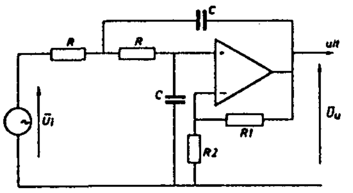
1.5 Operationele versterkers als filters

op een zo vlak mogelijke amplitudekarakteristiek geeft Q een waarde van precies 0,707! De afsnijfrequentie van het tweede orde filter wordt bepaald door de formule:

$$f_0 = 1/(2.\pi.\sqrt{C1.C2})$$

De verschillende filterconcepten

Als men de twee weerstanden en de twee condensatoren van het filternetwerk identieke waarden R en C geeft, dan blijkt dat de verhouding tussen de twee overige weerstanden heel veel invloed heeft op de karakteristieken van het filter. Door deze verhouding α een foutieve waarde te geven kan men de schakeling zelfs laten oscilleren!



$$\alpha = \frac{R2}{R1 + R2}$$

R = 15,9 kΩ, 5%
C = 10 nF, 5%
R1//R2 = 2R = 31,8 kΩ

	R1	R2	verst.	α
Bessel	40,32 k	150,4 k	+2,06	0,7886
Butterworth	50,5 k	85,9 k	+4,00	0,602
Chebychev (+1,25 dB)	63,6 k	63,6 k	+6,02	0,5
Chebychev (+3 dB)	71,06 k	57,55 k	+6,984	0,4475

Figuur 10/1.5-16: De verhouding tussen de terugkoppelingsweerstanden bepaalt de karakteristieken van het filter.

Dit verband wordt gegeven in figuur 10/1.5-16. Hier is de schakeling opnieuw getekend, maar nu met de filteronderdelen genormaliseerd op R en C. Deze onderdelen krijgen, voor een bepaalde afsnijfrequentie, een bepaald waarde. De terugkoppelingsweerstanden rond de operationele versterker worden nu R1 en R2 genoemd. Uit deze twee weerstanden kan men de terugkoppelfactor α berekenen. In de tabel zijn de waarden voor deze twee weerstanden opgenomen voor filterconcepten naar Bessel, Butterworth en Chebyshew. Voòr Chebyshev gelden twee waarden, namelijk +1,25 dB en +3,0 dB. Dit zijn de waarden van de maximale opslingeringen in de amplitudekarakteristiek die worden toegelaten.

Hogere orde filters

Laagdoorlaat filters van de derde, vierde, vijfde, etc. orde ontstaan door eerste en tweede orde filters achter elkaar te schakelen. Vaak wordt de bufferversterker, die officieel het passieve eerste orde filter afsluit, niet in de schakeling opgenomen.
Het zal wel duidelijk zijn dat hogere orde filters niet meer met de hand berekend kunnen worden. Er bestaan zogenoemde ***genormaliseerde tabellen***, waarmee voor filters met ordes tussen de 2 en de 9 de zogenoemde "genormaliseerde" onderdelenwaarden zijn vermeld. in figuur 10/1.5-17 is een dergelijke genormaliseerde tabel voorgesteld. De waarden in de tabel verwijzen naar de onderdelennummers in de schema's van figuur 10/1.5-18.
De tabel is opgesteld voor filters met een spanningsversterking in de doorlaatband van één, dus zonder extra terugkoppelweerstanden tussen de uitgang en de inverterende ingang. In de meeste gevallen wordt uitgegaan van een bepaalde weerstandswaarde, bijvoorbeeld 10 kΩ. Deze weerstandswaarde geldt voor alle weerstanden in de filtersecties. Nadien berekent men de waarde van de condensatoren op de volgende manier. Kies het orde van het gewenste filter en het filterconcept. Als voorbeeld wordt een derde orde filter berekend dat werkt volgens het Chebyshev-concept met een maximale rimpel op de amplitudekarakteristiek van 0,1 dB. De afsnijfrequentie moet gelijk zijn aan 4 kHz. Een derde orde filter bestaat uit één filtersectie volgens het onderste schema uit figuur 10/1.5-18. Men moet nu dus de reële waarden van C0, C1 en C2 berekenen. De genormaliseerde waarden van deze onderdelen kunnen uit de tabel worden afgelezen en zijn gelijk aan:
C0 = 1,3146;
C1 = 4,7924;
C3 = 0,0969.

1.5 Operationele versterkers als filters

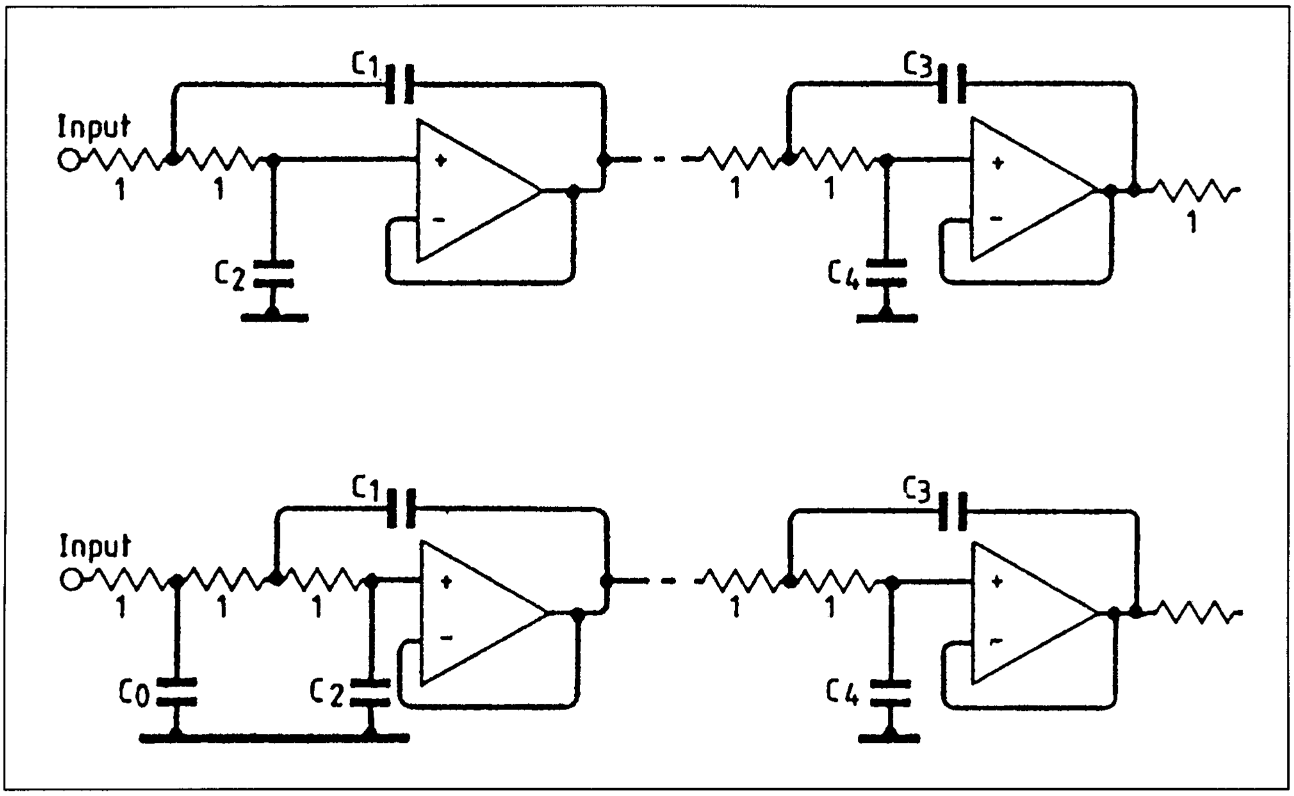
C_0	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8
	1.4142	0.7071						
1.3926	3.5468	0.2025			BUTTERWORTH			
	1.0824	0.9239	2.6132	0.3827				
1.4077	10.1349	0.0701	1.2360	0.8090				
	1.0352	0.9660	1.4142	0.7071	3.8638	0.2588		
1.3799	2.5072	0.2890	4.4940	0.2225	1.1100	0.9010		
	5.1255	0.1951	1.8000	0.5555	1.2026	0.8315	1.0196	0.9808
1.3926	3.5468	0.2025	5.7588	0.1736	1.3056	0.7660	1.0642	0.9397
	0.8430	0.3580						
1.3146	4.7924	0.0969			CHEBYSHEV - 0.1dB ripple			
	1.5680	1.0238	3.7856	0.1986				
2.2210	3.9185	0.3353	6.0048	0.1393				
	2.3362	1.6253	3.1914	0.4500	8.7188	0.1016		
3.1104	4.8460	0.5332	4.2568	0.3119	11.9274	0.0767		
	3.1090	2.2090	3.6672	0.6552	5.4884	0.2280	15.6298	0.0598
3.9979	5.9510	0.7187	4.4942	0.4472	6.8856	0.1740	19.8262	0.0478
	1.4028	0.4702						
1.9207	9.4512	0.0770			CHEBYSHEV :- 0.5dB ripple			
	2.3622	1.1878	5.7028	0.1649				
3.1355	6.4370	0.2868	8.9316	0.1081				
	3.4508	1.8459	4.7138	0.3600	12.8782			
4.3532	7.7420	0.4562	6.2610	0.2360	17.5428			
	4.5602	2.4905	5.3790	0.5183	8.0502	0.1675	22.9252	0.0431
5.5804	9.3944	0.6149	6.5794	0.3358	10.0804	0.1256	29.0252	0.0341
	1.8220	0.4978						
2.5613	9.6394	0.0824			CHEBYSHEV - 1dB ripple			
	2.9686	1.2057	7.1666	0.1414				
3.8818	8.2414	0.2515	11.1784	0.0905				
	4.3092	1.8608	5.8864	0.3046	16.0820	0.0627		
5.2926	10.1181	0.3945	7.8080	0.1960	21.8776	0.0460		
	5.6818	2.5049	6.7022	0.4377	10.0306	0.1378	28.5648	0.0352
6.7818	12.2049	0.5326	8.1930	0.2783	12.5526	0.1027	36.1436	0.0278
	0.6667	0.5000						
0.5647	0.8136	0.1451			BESSEL			
	0.3453	0.3169	0.4753	0.1831				
0.3682	0.4065	0.1283	0.5017	0.1280				
	0.2354	0.2260	0.2677	0.1791	0.3975	0.0949		
0.3054	0.2519	0.1019	0.2457	0.1407	0.3723	0.0734		
	0.1790	0.1747	0.3522	0.0586	0.2289	0.1133	0.1921	0.1534
0.2619	0.4331	0.0226	0.2156	0.0932	0.1784	0.1284	0.1631	0.1510

Figuur 10/1.5-17: De genormaliseerde tabel met de zogenoemde “genormaliseerde” onderdelenwaarden voor laagdoorlaat filters.

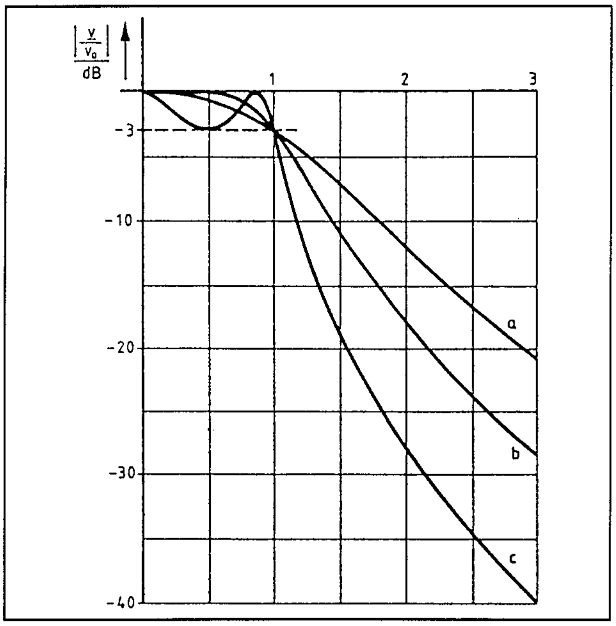
De reële waarden van deze condensatoren, die uiteraard rekening houden met de geselecteerde weerstandswaarde en de afsnijfrequentie, worden gevonden door de volgende formule toe te passen. Hierin staat C voor de genormaliseerde condensator en C_R voor de reële condensator.

$$C_R = C/(2.\pi.f_0.R)$$

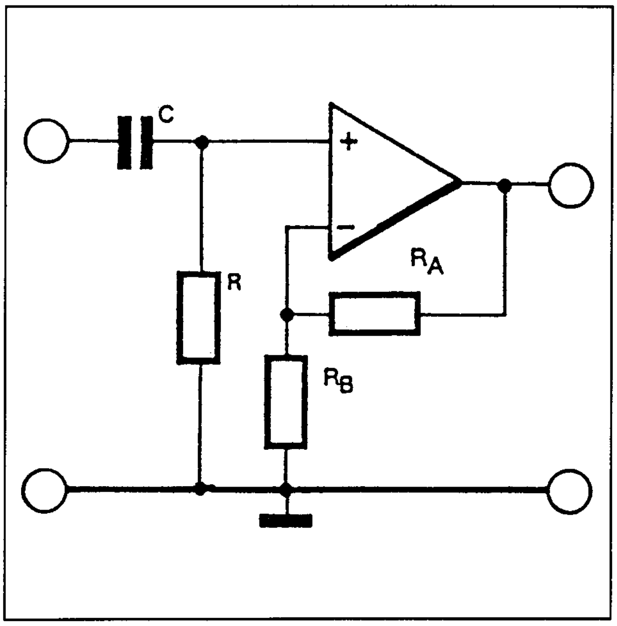
1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-18: De standaardschema's waarvan gebruik wordt gemaakt bij de tabel van figuur 10/1.5-17.

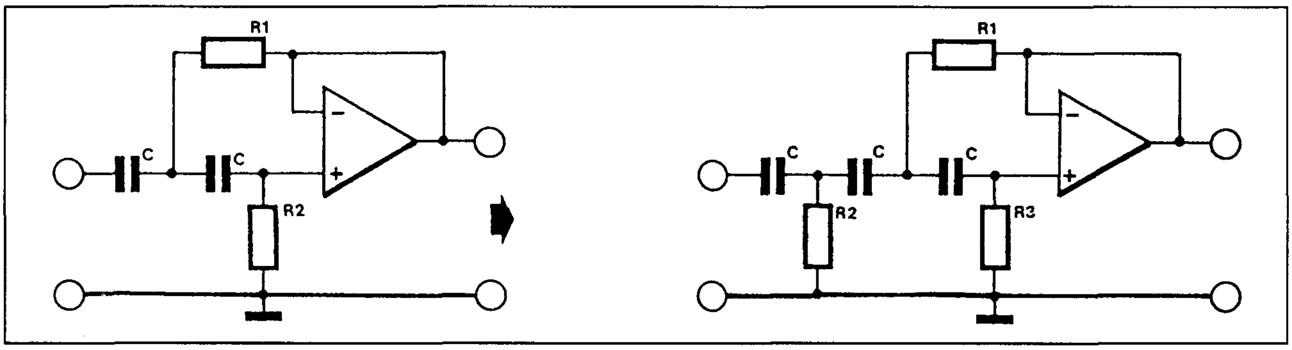


Figuur 10/1.5-19: Het amplitudegedrag van drie derde orde filters, berekend volgens de tabel van figuur 10/1.5-17.

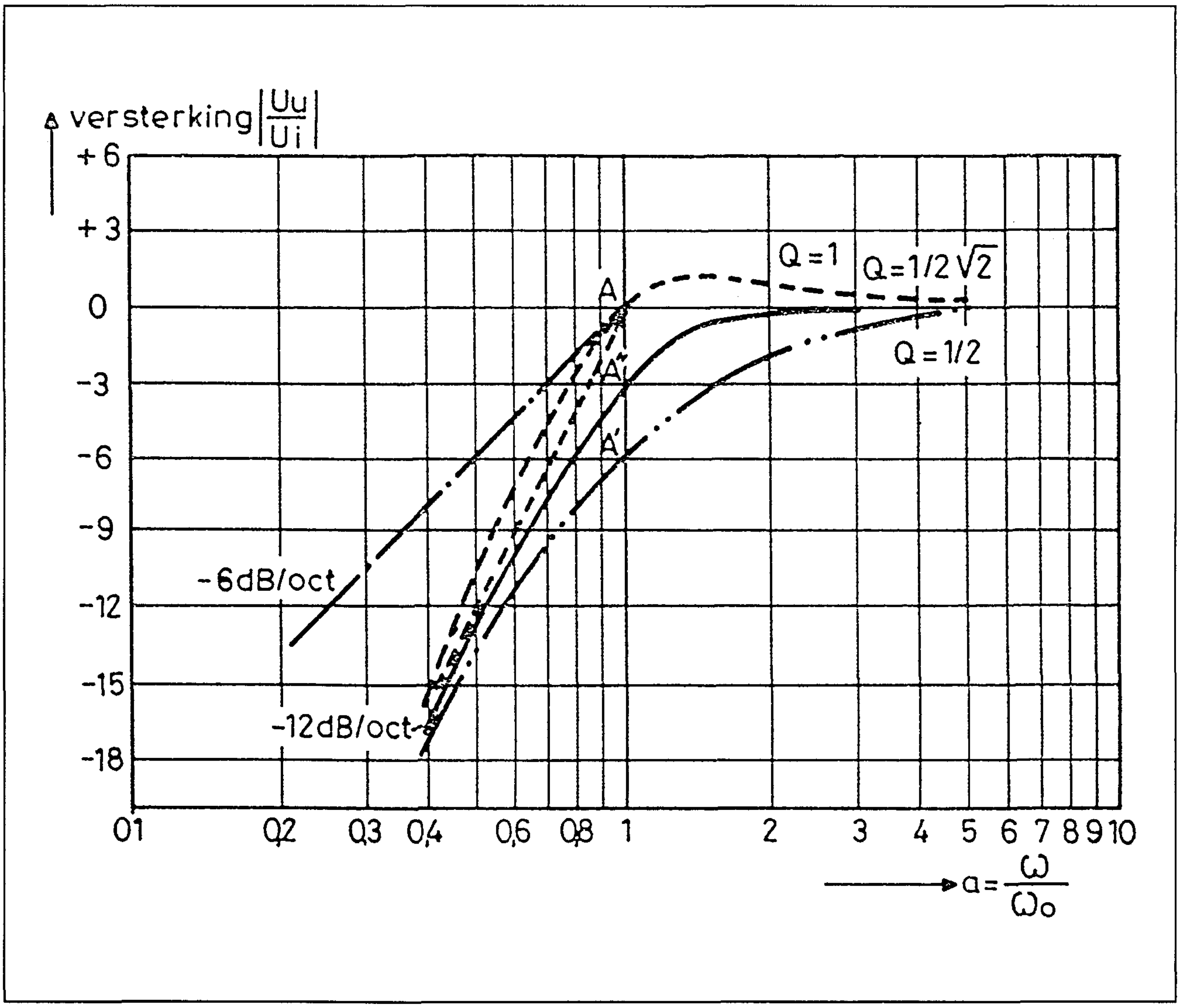


Figuur 10/1.5-20: Een hoogdoorlaat filter van de eerste orde met spanningsversterking.

1.5 Operationele versterkers als filters

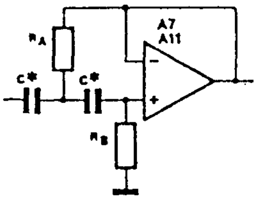
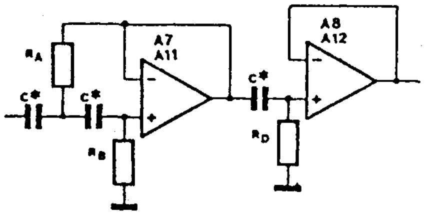
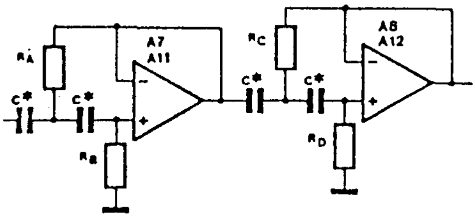


Figuur 10/1.5-21: Standaard schema's voor tweede en derde orde hoogdoorlaat filters zonder spanningsversterking.



Figuur 10/1.5-22: De doorlaatkarakteristiek van een tweede orde hoogdoorlaat filter in de buurt van de afsnijfrequentie in functie van de waarde Q van de kwaliteitsfactor.

1.5 Operationele versterkers als filters

	Bessel	Butterworth
 hoogdoorlaat 12 dB/okt.	$R_A = \frac{1{,}1017}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1{,}4688}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0{,}7071}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1{,}414}{2\pi f \cdot C}$
 hoogdoorlaat 18 dB/okt.	$R_A = \frac{1{,}0474}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{2{,}0008}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{1{,}3228}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0{,}5}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{2}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$
 hoogdoorlaat 24 dB/okt.	$R_A = \frac{1{,}3701}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1{,}4929}{2\pi f \cdot C}$ $R_C = \frac{0{,}9952}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{2{,}5830}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0{,}9239}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1{,}0824}{2\pi f \cdot C}$ $R_C = \frac{0{,}3827}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{2{,}6130}{2\pi f \cdot C}$

Figuur 10/1.5-23: Het berekenen van tweede, derde en vierde orde hoogdoorlaat filters volgens de Bessel- en Butterworth-concepten.

Na drie berekeningen vindt men de onderstaande reëele waarden voor de condensatoren:
C0 = 3,487 nF;
C1 = 12,71 nF;
C2 = 257 pF.

In de grafiek van figuur 10/1.5-19 het amplitudegedrag rond de afsnijfrequentie van een volgens de tabel van figuur 10/1.5-17 berekend filter vergeleken:
- a - Bessel;
- b - Butterworth;
- c - Chebyshev met 3 dB rimpel.

Hoogdoorlaat filters

Eerste orde filter

Het basisschema van een eerste orde hoogdoorlaat filter met versterking is getekend in figuur 10/1.5-20.
Met herkent onmiddellijk de opbouw van een laagdoorlaat filter en ook het feit dat de filtercondensator en -weerstand van plaats zijn verwisseld. Net zoals zijn soortgenoot, het laagdoorlaat filter van de eerste orde, heeft ook het hoogdoorlaat filter van de eerste orde een steilheid van 6 dB/octaaf.

Hogere orde filters

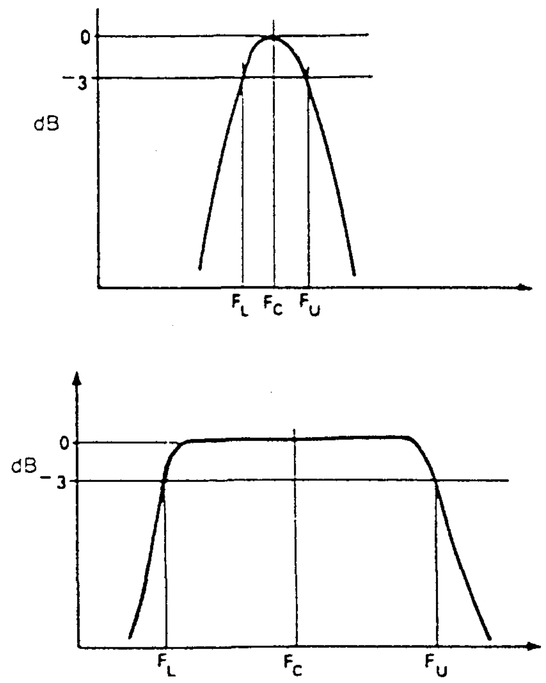
In figuur 10/1.5-21 zijn een tweede en een derde orde hoogdoorlaat filter zonder spanningsversterking getekend. Deze filters verzwakken de frequenties onder de afsnijfrequentie f_0 met respectievelijk 12 en 18 dB.
Uit de doorlaatkarakteristiek van het tweede orde filter, getekend in figuur 10/1.5-22, blijkt duidelijk dat ook hier de kwaliteitsfactor een grote rol speelt in het gedrag van het filter rond de afsnijfrequentie. Ook nu ontstaat het vlakste frequentieverloop als de waarde van Q gelijk is aan 0,707.
In figuur 10/1.5-23 zijn de berekeningen opgenomen voor tweede, derde en vierde orde hoogdoorlaat filters volgens de Bessel- en Butterworth-concepten. Men kiest eerst een bepaalde condensatorwaarde C, die aan alle condensatoren wordt toegekend. Nadien kan men aan de hand van de formules alle weerstandswaarden berekenen.

Banddoorlaat filters

Inleiding

Banddoorlaat filter kunnen in twee grote groepen onderscheiden worden:
- smalbandige filters;
- breedbandige filters.

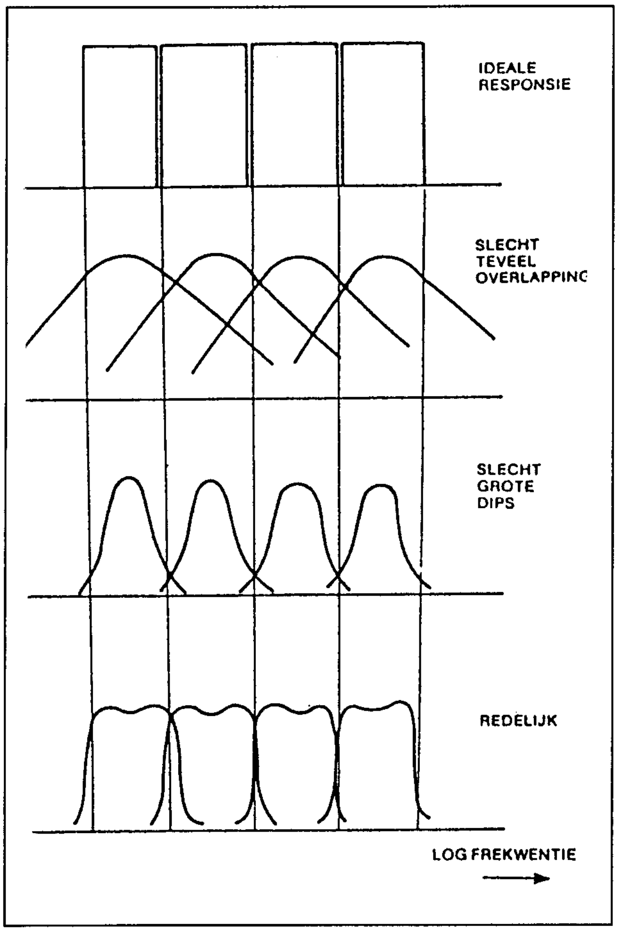
De voornaamste eigenschap van een banddoorlaat filter is de bandbreedte B. Dit is het frequentiegebied, waarvoor de verzwakking van het filter kleiner is dan 3 dB, gemeten ten opzichte van de centrale filterfrequentie f_c. Het zal duidelijk zijn dat de bandbreedte kleiner wordt naarmate het filter smalbandiger wordt. Het begrip bandbreedte wordt grafisch toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.5-24. Boven is een smalbandig filter getekend, onder een breedbandig.



Figuur 10/1.5-24: Het begrip bandbreedte van een banddoorlaat filter.

Een andere belangrijke eigenschap van een banddoorlaat filter is de steilheid. Dat is de helling waarmee in de amplitudekarakteristiek signalen met frequenties die buiten de bandbreedte liggen worden verzwakt. De mate van de gewenste steilheid is afhankelijk van de toepassing van het banddoorlaat filter.

1.5 Operationele versterkers als filters

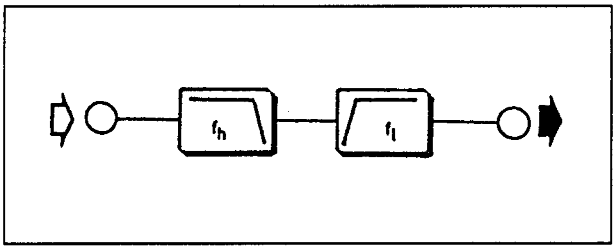


Figuur 10/1.5-25: Het begrip steilheid toegelicht aan de hand van een voorbeeld.

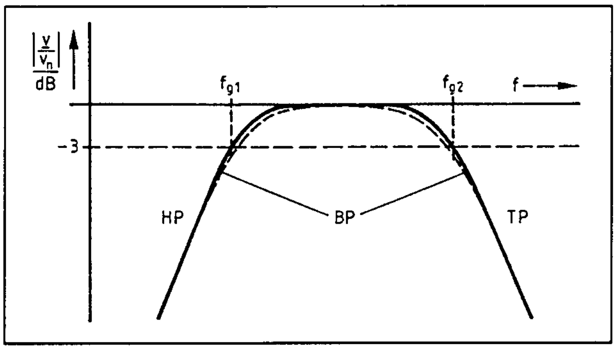
Gebruikt men een aantal identieke banddoorlaat filter om bijvoorbeeld een frequentie-afhankelijk LED-display samen te stellen, waarbij op een aantal LED-kolommen de frequentie samenstelling van een LF-signaal wordt geobserveerd, dan zal het duidelijk zijn dat de steilheid van de filters zo groot mogelijk moet zijn. Dit wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.5-25. In de bovenste grafiek is de ideale respons van vier bandfilters getekend. De filters hebben een oneindig grote steilheid, het gehele frequentiegebied wordt keurig zonder overlapping door de vier banddoorlaat filters opgesplitst in vier deelgebieden. In de tweede grafiek zijn de amplitudekarakteristieken getekend van vier banddoorlaat filters met een geringe steilheid. Deze karakteristieken vertonen een grote overlapping, waardoor een signaal met een welbepaalde frequentie in twee meetgebieden zal terecht komen, hetgeen de meetresultaten vertroebeld. De onderste grafiek geeft de meest ideale benadering van de gewenste situatie. De vier filters hebben een zeer grote steilheid, waardoor een minimale overlapping ontstaat en iedere frequentie maar in één meetzône terecht komt.

Het breedbandig banddoorlaat filter

Een breedbandig filter ontstaat als men, zoals getekend in figuur 10/1.5-26, een laag- en een hoogdoorlaat filter in serie schakelt.



Figuur 10/1.5-26: Een breedbandig doorlaat filter ontstaat door een laag- en een hoogdoorlaat filter te combineren.

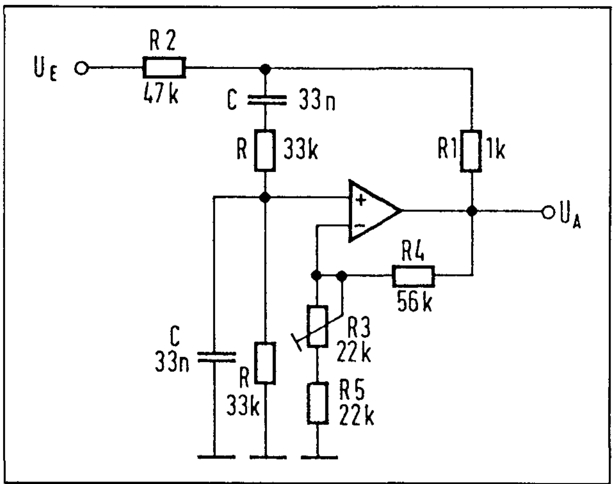


Figuur 10/1.5-27: De amplitudekarakteristiek van een breedbandig banddoorlaat filter.

Zoals uit de amplitudekarakteristiek van figuur 10/1.5-27 volgt, zijn er nu twee afsnijfrequenties f_{01} en f_{02}. Deze bepalen de bandbreedte B van de schakeling. De frequentie f_{01} is de afsnijfrequentie van het

1.5 Operationele versterkers als filters

hoogdoorlaat filter, f_{02} is de afsnijfrequentie van het laagdoorlaat filter. Het zal duidelijk zijn dat de schakeling alleen als banddoorlaat filter werkt als f_{02} groter is dan f_{01}.
De karakteristieken van beide deelfilters moeten uiteraard nauwkeurig op elkaar afgestemd worden. Dat betekent dat men voor beide filters hetzelfde filterconcept moet berekenen. Welk concept men kiest is afhankelijk van de steilheid die men aan het filter wil toekennen. Voor zeer steile filters moet men uiteraard een beroep doen op het Chebyshev-concept.



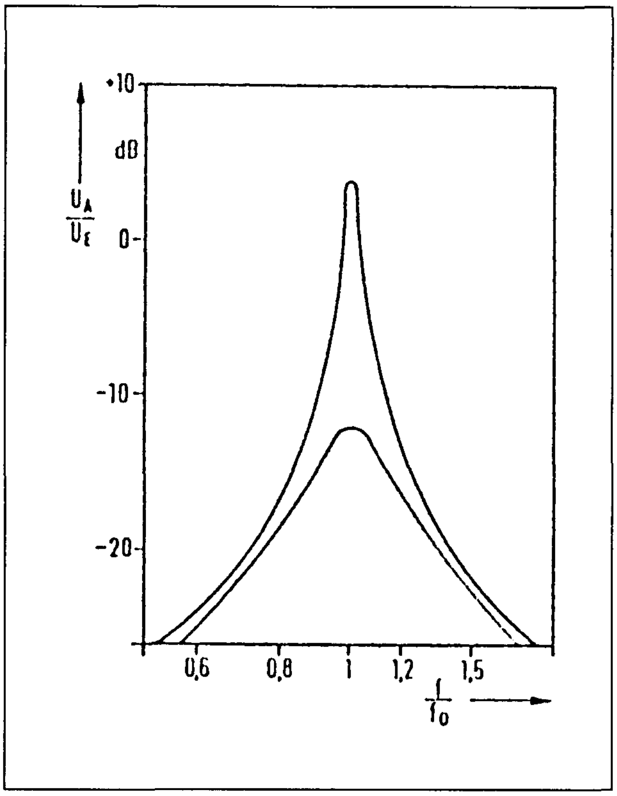
Figuur 10/1.5-28: Een smalbandig banddoorlaat filter kan rond één operationele versterker samengesteld worden.

Het smalbandig banddoorlaat filter

Vaak is het gewenst één bepaalde frequentie uit een breed spectrum te filteren. In figuur 10/1.5-28 is een scherp banddoorlaat filter met slechts één operationele versterker getekend. De schakeling vertoont erg veel overeenkomst met een sinusoscillator die werkt volgens het principe van de Wien-brug. De frequentie waarop het filter staat afgesteld wordt bepaald door de onderdelen C en R en wel volgens de uitdrukking:

$f_0 = 1/(2.\pi.R.C)$

De versterking van het filter wordt vastgelegd door de verhouding tussen de weerstanden R3, R4 en R5 en wel volgens de formule:



Figuur 10/1.5-29: De amplitudekarakteristiek van de schakeling van figuur 10/1.5-28.

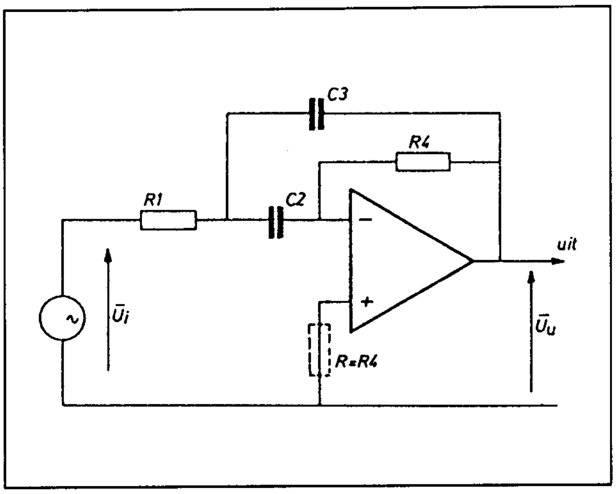
$A = 1+[R4/(R3+R5)]$

De versterkingsfactor moet in ieder geval kleiner zijn dan 3. Bij een grotere waarde gaat de schakeling namelijk niet als filter werken, maar als oscillator! Vandaar dat het noodzakelijk is een van de genoemde weerstanden als instelpotentiometer uit te voeren. Zoals in figuur 10/1.5-29 getekend, is de amplitudekarakteristiek van het filter afhankelijk van de instelling van de versterkingsfactor. Hoe meer de versterking de kritische maximale waarde van 3 benadert, hoe scherper het filter zal zijn en hoe groter de versterking op de resonantiefrequentie f_0.

Een alternatieve schakeling

Een andere, vaak toegepaste schakeling voor een banddoorlaat filter is getekend in figuur 10/1.5-30.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-30: Een banddoorlaat filter met instelbare bandbreedte.

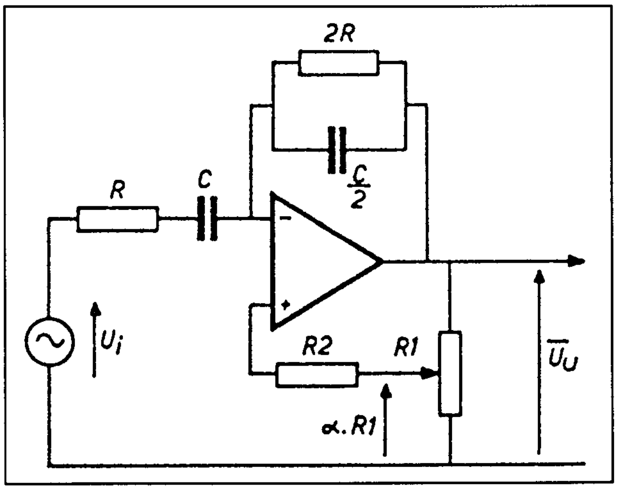
$\frac{R4}{R1}$	δ	B (Hz)	$\frac{U_u}{U_i}$ (lin.)	(log, dB)
1	2	2000	0,5	− 6.02
2	$\sqrt{2}$	1414	1	0
4	1	1000	2	+ 6,02
8	$^1/_2\sqrt{2}$	707	4	+ 12,04
16	$^1/_2$	500	8	+ 18,06
32	0,3535	353,5	16	+ 24,08

Figuur 10/1.5-31: De eigenschappen van de schakeling van figuur 10/1.5-30 zijn afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R4.

Deze schakeling heeft als groot voordeel dat men door de verhouding tussen twee weerstanden te variëren de waarde van de bandbreedte over een factor tien kan instellen. Men kan dit schema dus zowel toepassen voor zeer smalbandige filters als voor breedbandige schakelingen. De filterfrequentie wordt bepaald door de formule:

$f_0 = 1/[2.\pi.C.\sqrt{(R1.R4)}]$

waarbij de waarde van de condensatoren C2 en C3 identiek wordt gekozen en gelijk gesteld aan C. Alle karakteristieken van deze schakeling zijn afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R4.



Figuur 10/1.5-32: Een banddoorlaat filter waarbij de bandbreedte met behulp van een potentiometer ingesteld kan worden.

Dit verband is gegeven in de tabel van figuur 10/1.5-31. Hieruit blijkt dat men de bandbreedte rond de filterfrequentie f_c kan variëren van 2 kHz (zeer breedbandig) tot ongeveer 350 Hz (smalbandig).
Stel dat men een filter moet ontwerpen met een centrale frequentie f_c van 1 kHz en een bandbreedte van 500 Hz. Uit de tabel van figuur 10/1.5-31 volgt dat de verhouding tussen beide weerstanden gelijk moet zijn aan 16, zodat men kan besluiten dat R4 = 16.R1. Stel dat men voor beide capaciteiten een condensator van 5 nF kiest. Uit de formule van de centrale frequentie kan men dan berekenen dat R1 = 7,95 kΩ en R4 = 127,2 kΩ.

Banddoorlaat filter met regelbare bandbreedte

In figuur 10/1.5-32 is een schakeling getekend van een banddoorlaat filter, waarmee men op een zeer eenvoudige manier de bandbreedte continu kan regelen. De bandbreedte wordt geregeld door de mate van versterking van de operationele versterker in te stellen. Dit gebeurt uiteraard met R1, want deze zit, samen met weerstand R2, in de terugkoppellus van de operationele versterker.

1.5 Operationele versterkers als filters

α	δ	B (Hz)	Verst. (lin.)	(dB)
0	2	2000	1	0
0,1	1,7777	1777	1,25	1,9382
0,2	1,5	1500	1,666	4,437
0,3	1	1000	2,5	7,96
0,4	0,666	666	5	13,98
0,45	0,3636	363	10	20
0,5	oscillerend!			

Figuur 10/1.5-33: De specificaties van de schakeling van figuur 10/1.5-32 in functie van de ingestelde versterkingsfactor.

Bij een te grote mate van terugkoppeling gaat de schakeling niet als filter werken, maar als oscillator.

In de tabel van figuur 10/1.5-33 zijn de specificaties van de schakeling samengevat voor verschillende waarden van α, een factor die de verhouding tussen de weerstanden in het terugkoppelnetwerk bepaalt. Voor kleine waarden van α veranderen de eigenschappen van de schakeling niet zo snel. Als α echter in de buurt komt van 0,45 gaan de bandbreedte en de versterking erg snel variëren.

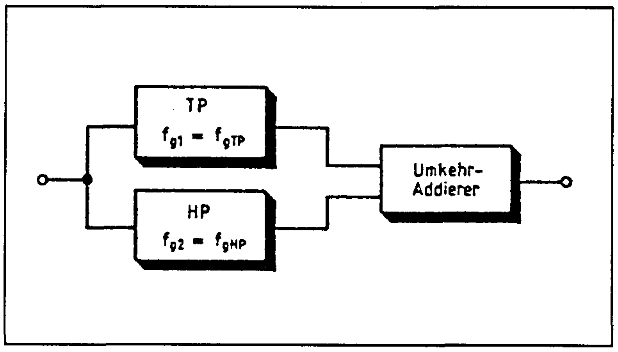
Bandsper filters

Inleiding

Net zoals bij banddoorlaat filters kan men ook bij bandsper filters onderscheid maken tussen brede en smalle filters. De brede filters kunnen weer samengesteld worden uit een combinatie van een laagdoorlaat en een hoogdoorlaat filter. Voor smalle bandsper filters zijn weer schakelingen beschikbaar die gebruik maken van slechts één operationele versterker.

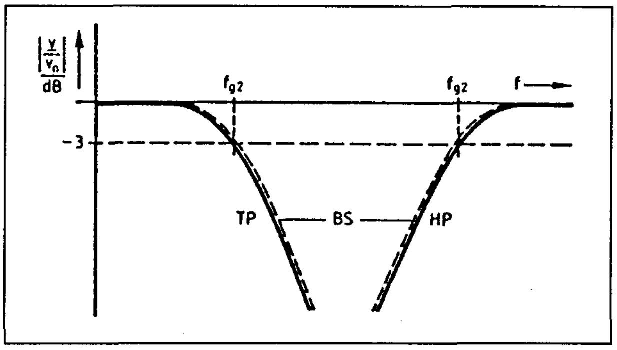
Brede bandsper filters

Het basisprincipe van een dergelijk filter is getekend in figuur 10/1.5-34.



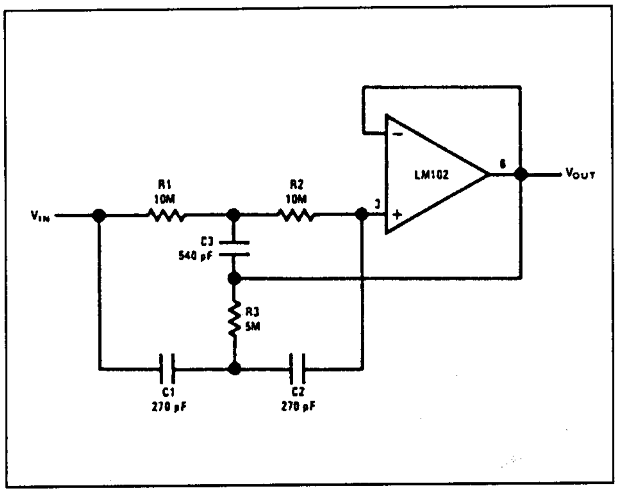
Figuur 10/1.5-34: Het principe van een bandsper filter met grote bandbreedte.

Het laagdoorlaat filter TP en het hoogdoorlaat filter HP zijn nu parallel geschakeld. De twee filters worden door het te filteren signaal gestuurd. De uitgangen van de twee filters gaan naar een verschilversterker.

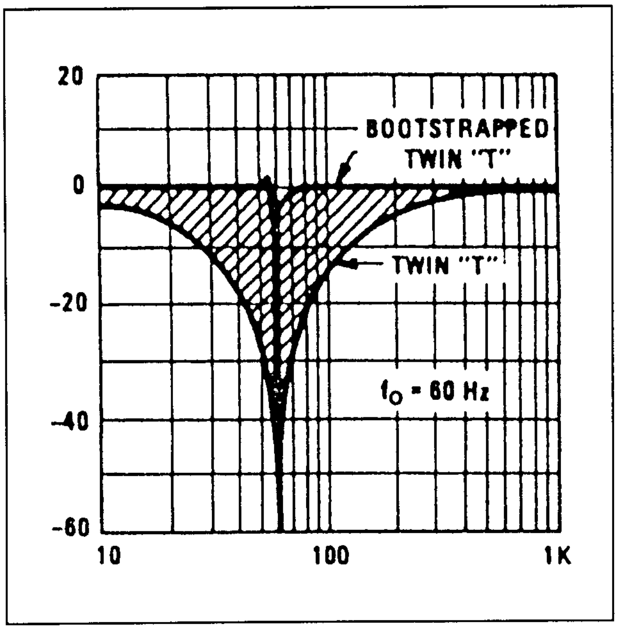


Figuur 10/1.5-35: De amplitudekarakteristiek van een breed bandsper filter.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-36: Het basisschema van een smalbandig bandsper filter.



Figuur 10/1.5-37: De invloed van de terugkoppeling op de kwaliteitsfactor van het filter.

De amplitudekarakteristiek van dit filter is getekend in figuur 10/1.5-35. Ook nu zijn er twee afsnijfrequenties aanwezig. Het grote verschil met het banddoorlaat filter is echter dat de afsnijfrequentie van het hoogdoorlaat filter nu ***groter*** is dan deze van het laagdoorlaat filter!

Een smalbandig bandsper filter

Het basisschema van een smalbandig bandsper filter is getekend in figuur 10/1.5-36. De operationele versterker is als spanningsvolger geschakeld en koppelt de uitgangsspanning terug naar het filter netwerk. Het filter bestaat uit drie weerstanden en drie condensatoren, die onder de vorm van twee T-netwerken parallel geschakeld worden. De uitgang van het filternetwerk is het knooppunt van de weerstand R3 en de condensator C3. Door de terugkoppeling via de operationele versterker, een techniek die "bootstrapping" wordt genoemd, wordt de kwaliteitsfactor opgevoerd tot 50.
Hoe dramatisch de invloed van de terugkoppeling is op de kwaliteitsfactor van het filter blijkt uit de grafieken in figuur 10/1.5-37. De gearceerde amplitudekarakteristiek geeft de doorlaatcurve van een passief filter, dus zonder de terugkoppeling via de operationele versterker. De smalle piek in het midden van het gearceerde deel is de amplitudekarakteristiek van het filter mét operationele versterker.

De berekening van de filterfrequentie is erg eenvoudig.
Over het algemeen neemt men aan dat:
R1 = R2 = 2.R3
en
C1 = C2 = C3/2
Onder deze voorwaarden wordt de centrale filterfrequentie gegeven door de formule:
$$f_c = 1/(2.\pi.R1.C1)$$

Allesdoorlaat filters

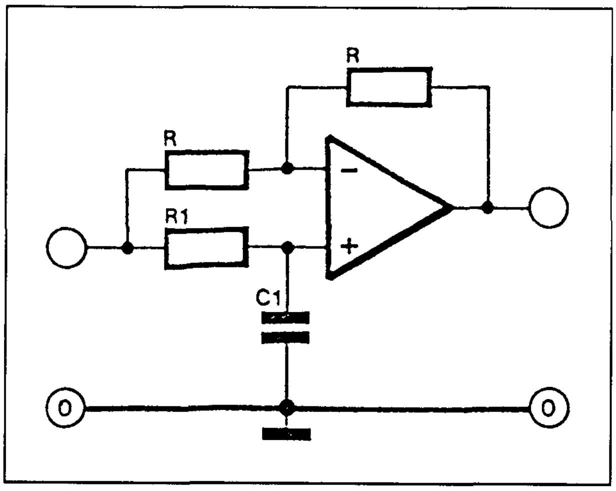
Inleiding

Bij een allesdoorlaat filter blijft de amplitude van het ingangssignaal ongewijzigd, maar ontstaat tussen de ingang en de uitgang een bepaald tijdverschil. Dit tijdverschil is niet constant, maar in een bepaalde mate afhankelijk van de frequentie van het ingangssignaal. Dergelijke filters worden bijvoorbeeld toegepast om een door een ander filter geïn-

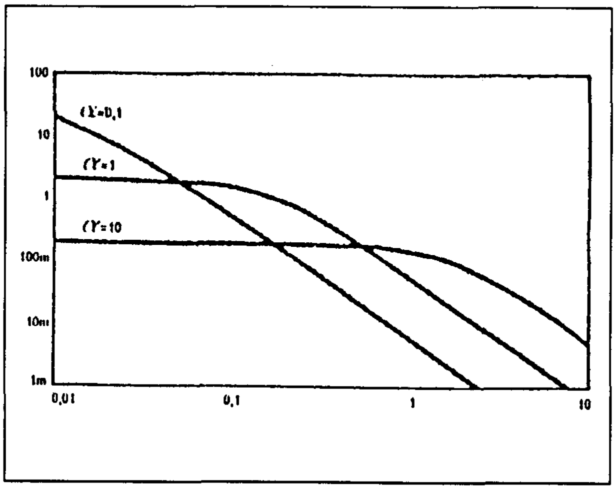
1.5 Operationele versterkers als filters

troduceerde niet gewenste tijdvertraging te compenseren. Men kan namelijk zowel voor- als na-ijlende allesdoorlaat filters ontwerpen.

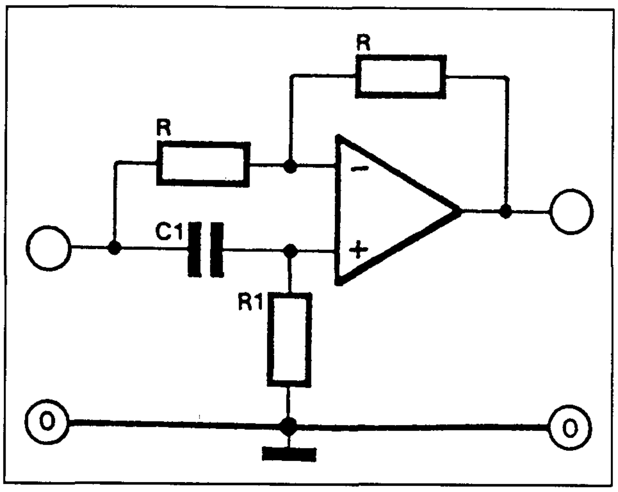
Het voor-ijlende filter van de eerste orde
In figuur 10/1.5-38 is het standaard schema van een voor-ijlend filter van de eerste orde getekend.



Figuur 10/1.5-38: Het eerste orde allesdoorlaat filter met voor-ijlende karakteristieken.



Figuur 10/1.5-39: De tijdvertraging van het voor-ijlende allesdoorlaat filter van de eerste orde in functie van de filterfactor α en de frequentie f.



Figuur 10/1.5-40: Een na-ijlend filter van de eerste orde.

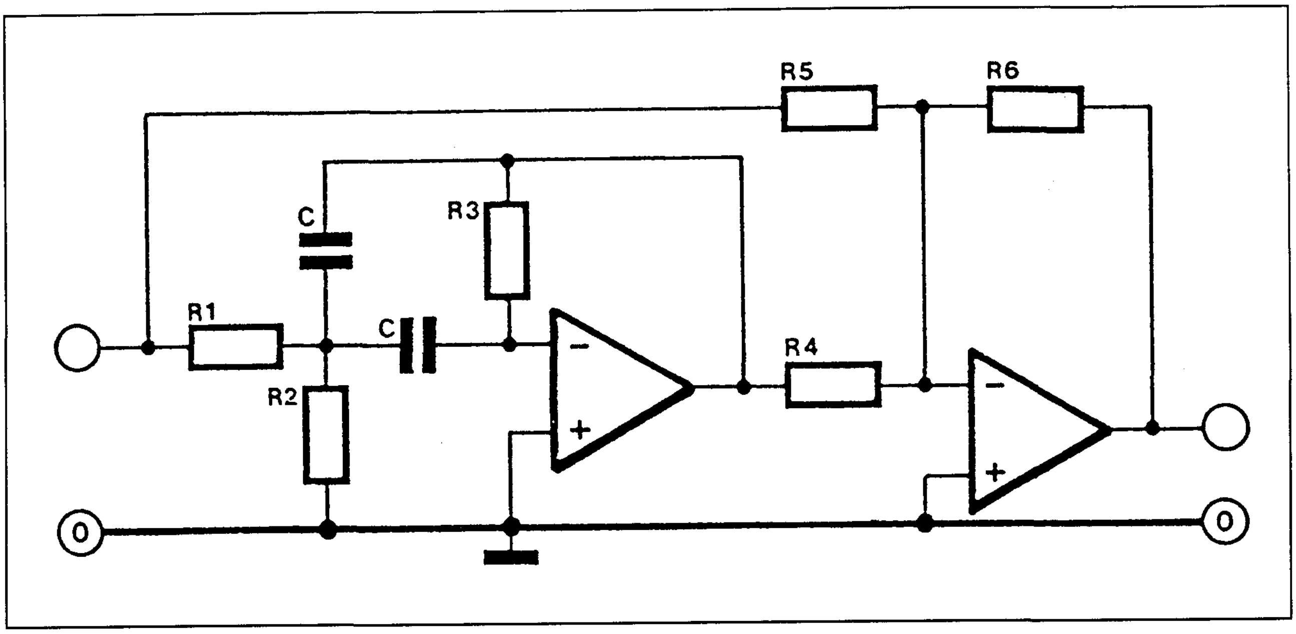
De voornaamste eigenschap van het filter is dat de drie weerstanden die worden toegepast precies dezelfde waarde moeten hebben. De faseverschuiving φ die door het filter geïntroduceerd wordt, wordt gegeven door de uitdrukking:
φ = **2.arctan(2.π.R.C)**

De eigenschappen van het filter zijn in grote mate afhankelijk van de filterfactor, die α wordt genoemd.
Deze factor α is omgekeerd evenredig met het product van weerstand maal capaciteit en wel volgens de uitdrukking:
α = **1/(R.C)**

In figuur 10/1.5-39 is de tijdvertraging van het filter getekend voor verschillende waarden van de filterfactor α. Zoals uit deze grafiek blijkt kan men, door een grote waarde voor α te kiezen, de vertraging van het filter over twee frequentiedecaden constant houden, bijvoorbeeld van 100 Hz tot 10 kHz.

Het na-ijlende filter van de eerste orde
Door de condensator C1 en de weerstand R1 van plaats te verwisselen ontstaat een filter met identieke eigenschappen, maar met na- in plaats van voor-ijlende vertraging. Het basisschema is getekend in figuur 10/1.5-40.

1.5 Operationele versterkers als filters



Figuur 10/1.5-41: Een allesdoorlaat filter van de tweede orde.

De berekeningen zijn identiek, maar uiteraard krijgt de fasehoek φ nu een minnetje omdat de vertraging negatief is.

Tweede orde filters

Het is mogelijk allesdoorlaat filters te ontwerpen van hogere orden. Zo is het basisschema van een tweede orde filter getekend in figuur 10/1.5-41. Met een dergelijk filter is het mogelijk vertragingslijnen te ontwerpen die een ingangssignaal met een constante tijdvertraging aan de uitgang aanbieden en dit over een tamelijk breed frequentiebereik. Dergelijke filters zijn echter zeer moeilijk te berekenen en vandaar dat dit tweede orde filter eerder als toelichting dan als berekeningsvoorbeeld wordt opgevoerd.

Linkwitz filters

Inleiding

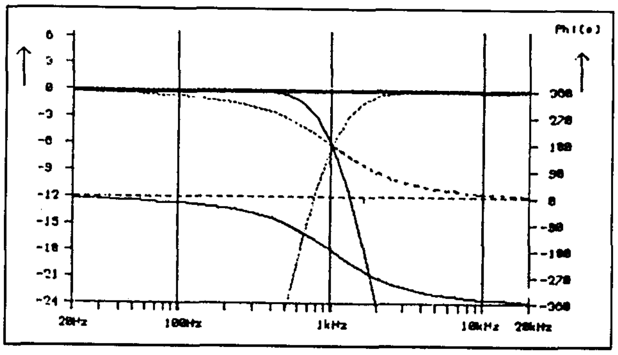
Linkwitz filters zijn in feite gewone laag- en hoogdoorlaat filters, waarvan de eigenschappen echter zijn geoptimaliseerd voor toepassing in scheidingsfilters van luidsprekers. Zoals bekend kan het gehele audiogebied van 20 Hz tot 20 kHz niet goed met één luidspreker worden weergegeven. Lage frequenties vereisen luidsprekers met grote magneetsystemen en grote stijve conussen, die behoorlijk kunnen pompen. Hoge frequenties vereisen luidsprekertjes met kleine conussen, die bovendien een heel ander stralingspatroon moeten hebben. Vandaar dat in de meeste luidspreker systemen minstens twee luidsprekers worden ingebouwd, een grote woofer voor het weergegeven van de lage frequenties en een of twee tweeters voor het weergegeven van de hoge tonen. Het komt er op aan het totale audiobereik op te splitsen in twee deelbereiken die ieder een luidspreker van signaal voorzien.

Het aktieve scheidingsfilter

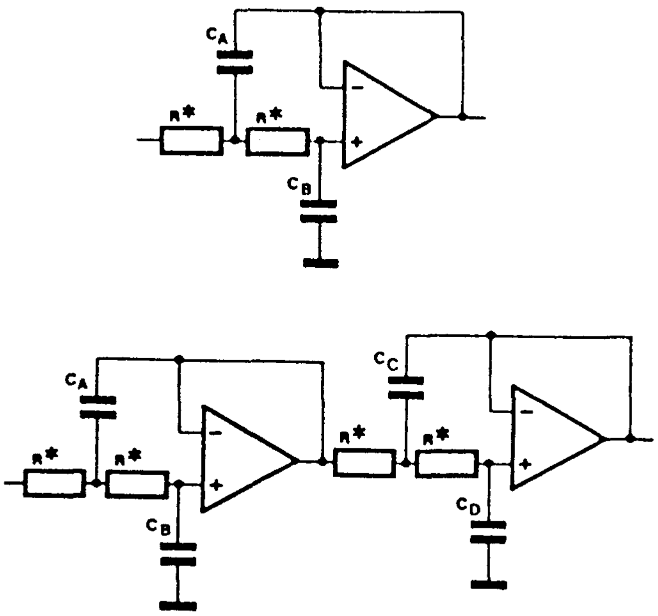
Tegenwoordig worden voornamelijk aktieve filters toegepast. Na de voorversterker komen twee filters, een laagdoorlaat en een hoogdoorlaat en deze twee filters sturen ieder een eigen eindversterker. De ene eindversterker voedt de woofer, de tweede de tweeter(s).
De vraag doet zich voor welk eigenschappen de twee filters moeten hebben voor dergelijke toepassingen. Die eisen zijn nogal kritisch:

1.5 Operationele versterkers als filters

- bij het kantelpunt moet het faseverschil tussen beide filters nul zijn, dit om te verhinderen dat de uitstralingskarakteristieken van de twee luidsprekers elkaar gaan beïnvloeden waardoor een soort "gat" in de karakteristiek ontstaat;
- bij het kantelpunt moeten beide filters precies 6 dB verzwakken om een piek of een dip in de som van de amplitudekarakteristieken te voorkomen;
- de door de filters geïntroduceerde faseverschillen in het ingangssignaal moeten voor alle frequenties gelijk blijven, zodat de luidsprekers identieke uitstralingskarakteristieken behouden.



Figuur 10/1.5-42: De amplitude- en fasekarakteristieken van een scheidingsfilter volgens het Linkwitz-concept.



$$C_A = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_A = \frac{1{,}414}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_B = \frac{0{,}7071}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_C = \frac{1{,}414}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_D = \frac{0{,}7071}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

Figuur 10/1.5-43: Condensatorberekeningen bij het tweede orde (boven) en vierde orde (onder) laagdoorlaat filter volgens het Linkwitz-concept.

1.5 Operationele versterkers als filters

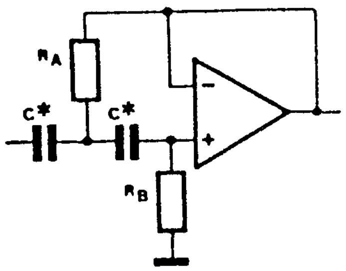
Het Linkwitz-concept

De genoemde eisen kunnen niet vervuld worden met de Bessel-, Butterworth- of Chebyshev-concepten. Het aktieve scheidingsfilter werd in 1976 grondig wiskundig onderzocht door S. H. Linkwitz. Linkwitz vond een nieuwe berekeningsmanier uit, waarbij zowel het laagdoorlaat als het hoogdoorlaat filter bij het kantelpunt een verzwakking van 6 dB konden vertonen, terwijl de twee andere noodzakelijke eisen ook vervuld bleven. Het gevolg is dat de karakteristieken van een scheidingfilter volgens het Linkwitz-concept, getekend in figuur 10/1.5-42, het ideaal bijna perfect benaderen.

Praktische Linkwitz-filters

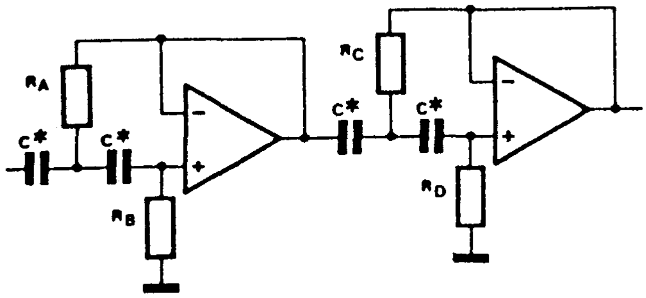
De schema's van de laag- en hoogdoorlaat filters zijn identiek aan deze die reeds besproken zijn. Het enige dat anders is zijn de formules waarmee men de filtercomponenten moet berekenen. Bij aktieve scheidingsfilters voor luidspreker combinaties zal men hoofdzakelijk werken met tweede en vierde orde filters. Vandaar dat alleen de berekeningen voor dit soort filters worden gegeven. In figuur 10/1.5-43 zijn de formules gegeven voor het berekenen van tweede en vierde orde laagdoorlaat filters. Hierbij wordt uitgegaan van een bepaalde weerstandswaarde en kan men de bijbehorende condensatoren berekenen als de gewenste scheidingsfrequentie in de formules wordt ingevuld.

In figuur 10/1.5-44 zijn de formules gegeven voor het berekenen van de weerstanden in een tweede orde en vierde orde hoogdoorlaat filter volgens Linkwitz. Uiteraard gaat men hierbij uit van een gegeven condensatorwaarde.



$$R_A = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$



$$R_A = \frac{0{,}7071}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_B = \frac{1{,}414}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_C = \frac{0{,}7071}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_D = \frac{1{,}414}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Figuur 10/1.5-44: Weerstandberekeningen bij het tweede orde (boven) en vierde orde (beneden) hoogdoorlaat filter volgens het Linkwitz-concept.

10/1.6

Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

Inleiding

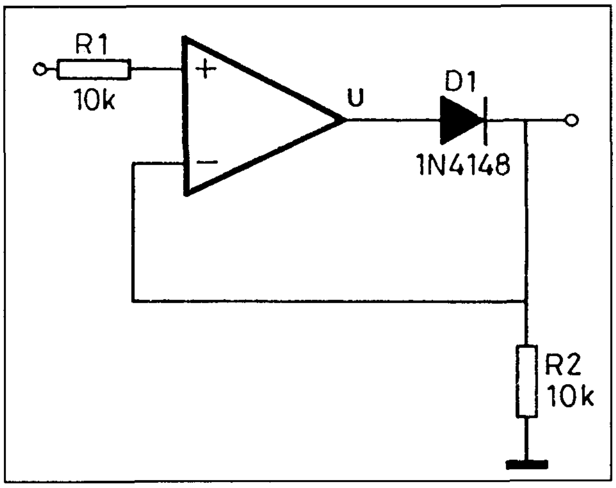
Definities

De algemene definitie van gelijkrichten is "het omzetten van een wisselspanning in een gelijkspanning" en van detecteren "het meten van een bepaalde parameter van een signaal, bijvoorbeeld de maximale topwaarde". Operationele versterkers zijn, zoals uit dit hoofdstuk zal blijken, zeer handige schakelingen voor het opbouwen van zowel gelijkrichters als detectoren.
Besproken worden:
- de halve periode gelijkrichter;
- de volle periode gelijkrichter;
- de precisie gelijkrichter;
- het anti-rimpel filter;
- de top detector;
- de precisie top detector;
- de slope detector.

De halve periode gelijkrichter

De op-amp als ideale oplossing

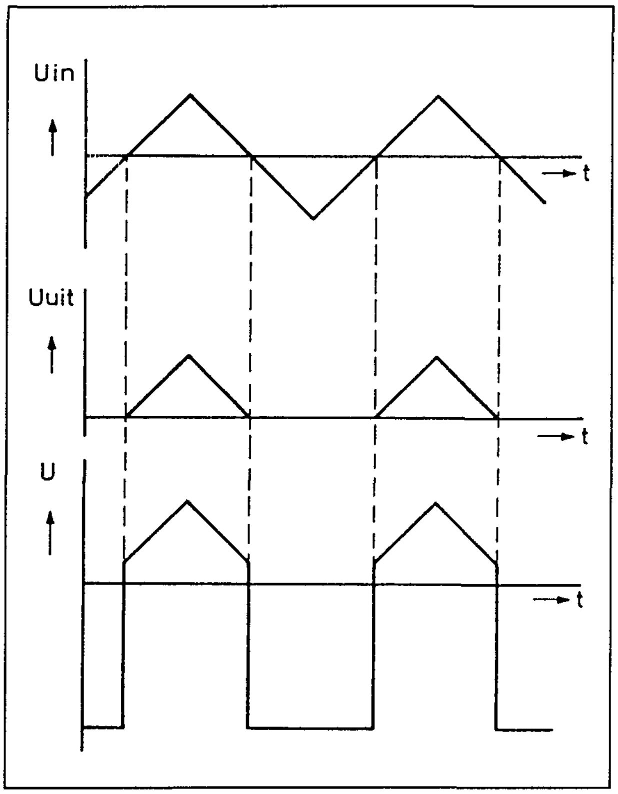
Zoals bekend heeft een diode niet-lineaire karakteristieken, die haar ongeschikt maken voor het gelijkrichten van kleine wisselspanningen. Met behulp van een operationele versterker en een extra weerstand kan men de diodeschakeling omvormen tot een zeer nauwkeurige halve periode gelijkrichter. Het basisschema van de schakeling is getekend in figuur 10/1.6-1. De gelijk te richten wisselspanning gaat via de weerstand R1 naar de niet-inverterende ingang van de op-amp. Tussen de uitgang van de op-amp en de uitgang van de schakeling is een siliciumdiode D1 opgenomen. Deze wordt afgesloten met een weerstand naar de massa. Het signaal over de weerstand wordt teruggekoppeld naar de inverterende ingang. De operationele versterker is teruggekoppeld en zal er naar streven het spanningsverschil tussen beide ingangen nul te maken. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 10/1.6-2.



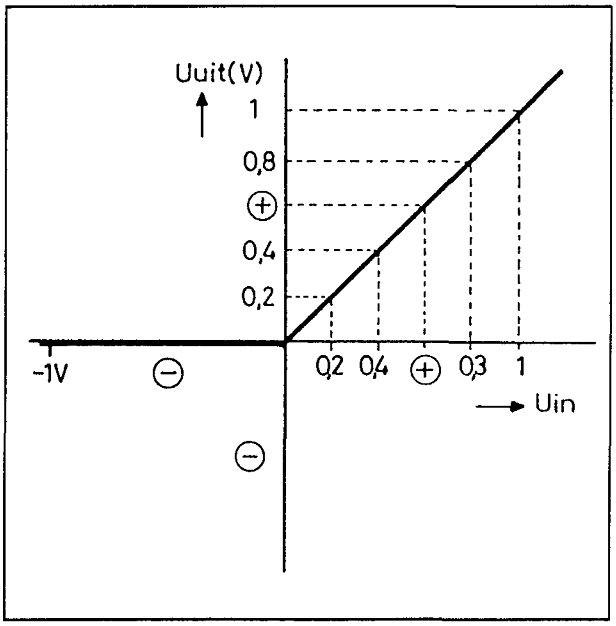
Figuur 10/1.6-1: Een operationele versterker als halve periode gelijkrichter.

Stel dat aan de ingang een spanning van +0,1 V wordt aangelegd. Deze spanning komt via de weerstand R1 terecht op de niet-inverterende ingang van de op-amp. De schakeling zal er voor zorgen dat ook de spanning op de inverterende ingang gelijk wordt aan +0,1 V. Dat kan àlleen als over de weerstand R2 dezelfde spanning ontstaat.

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren



Figuur 10/1.6-2: De werking van de halve periode gelijkrichter grafisch toegelicht.



Figuur 10/1.6-3: De transferkarakteristiek van halve periode gelijkrichter.

Tussen de uitgang van de op-amp en deze weerstand staat echter de diode D1 geschakeld. Wil over de weerstand R2 een spanning van +0,1 V ontstaan, dan zal de diode in geleiding gestuurd moeten worden. De uitgang van de op-amp stelt zich in op een spanning van ongeveer +0,75 V. De diode gaat geleiden en de stroom die door de geleidende diode vloeit wekt over de weerstand R2 een spanning van +0,1 V op. De schakeling zorgt er voor dat, als aan de ingang een positieve spanning wordt gelegd, dezelfde spanning wordt terug gevonden op de uitgang van de schakeling. Stel nu dat aan de ingang een negatieve spanning wordt gelegd. Ook deze spanning komt onverzwakt op de niet-inverterende ingang te staan. De schakeling zal proberen ook nu de inverterende ingang op deze spanning in te stellen. De uitgang van de op-amp wordt dus negatief gestuurd. Maar nu gaat de diode D1 sperren. Het gevolg is dat er geen stroom wordt doorgelaten en dat er over de weerstand R2 geen spanning ontstaat. Om toch te proberen aan de spanningsgelijkheid tussen beide ingangen te voldoen stuurt de op-amp zijn uitgang maximaal negatief. Natuurlijk zonder resultaat, want de diode blijft sperren.
Conclusie: bij negatieve spanningen aan de ingang wordt de uitgang van de op-amp maximaal negatief uitgestuurd, maar blijft de uitgangsspanning van de schakeling op 0 V staan.

Eigenschappen van de schakeling
De schakeling is een ideale halve periode gelijkrichter. Als men de transferkarakteristiek van deze halve periode gelijkrichter zou opstellen ontstaat de grafiek van figuur 10/1.6-3. In het linker deel van de grafiek een horizontale rechte lijn. In het rechter deel van de grafiek ontstaat een rechte lijn onder een hoek van 45°.

Voor- en nadelen van de schakeling
Deze halve periode gelijkrichter heeft als groot voordeel dat de schakeling zeer een-

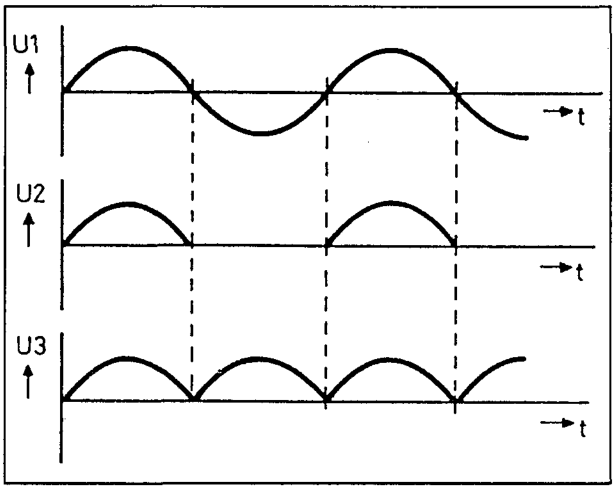
1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

voudig is. Als men de gelijkgerichte spanning wil meten, dan volstaat het de schakeling af te sluiten met een zeer eenvoudig afvlakfilter. Zo'n filter bestaat uit een weerstand en een condensator. De condensator wordt via de weerstand opgeladen tot de topwaarde van de positieve halve perioden die op de uitgang van de gelijkrichter ontstaan.
Legt men aan de ingang van de schakeling een sinusoidale wisselspanning met een amplitude van 0,3 V, dan zal de condensator van het afvlakfilter opladen tot +0,3 V. Deze gelijkspanning kan nadien met een digitale universeelmeter of een LED-schaal nauwkeurig gemeten worden. De schakeling heeft echter ook een groot nadeel. Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat de uitgang van de op-amp vastloopt tegen de negatieve voedingsspanning als aan de ingang een negatieve spanning wordt gelegd. Als nadien deze spanning weer positief wordt moet de uitgang van de op-amp opeens van maximaal negatief naar positief omschakelen. Het omschakelen van een dergelijke grote negatieve spanning naar een positieve spanning duurt een bepaalde tijd. Daardoor zal het frequentiebereik van deze schakeling tamelijk beperkt zijn. Met een normale op-amp zoals een 741 kan men deze schakeling gebruiken tot enkele kHz.

De volle periode gelijkrichter

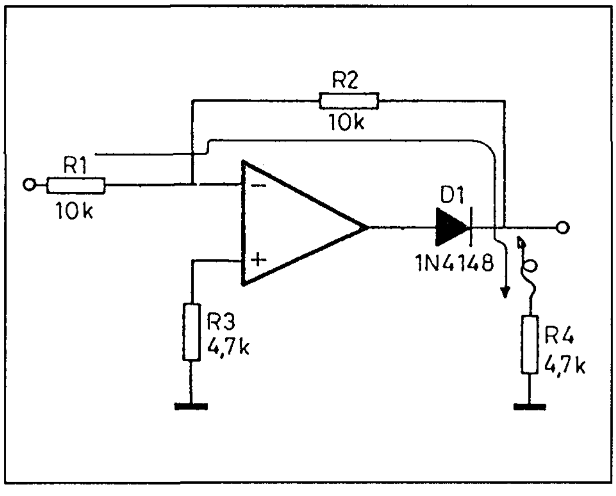
Inleiding

De halve periode gelijkrichter laat de positieve halve perioden van een wisselspanningssignaal door en spert de negatieve. Dat is een niet erg economische manier van werken en vandaar dat men schakelingen heeft ontwikkeld die zowel de positieve als de negatieve halve perioden in de gelijkrichting betrekken.
Het verschil tussen het uitgangssignaal van een halve periode gelijkrichter en een volle periode gelijkrichter is geschetst in figuur 10/1.6-4.



Figuur 10/1.6-4: Het verschil tussen de uitgangsspanning van een halve periode en volle periode gelijkrichter.

De negatieve halve perioden van het ingangssignaal worden omgeklapt rond de tijdas. De negatieve spanningen worden dus omgezet in even grote positieve spanningen.



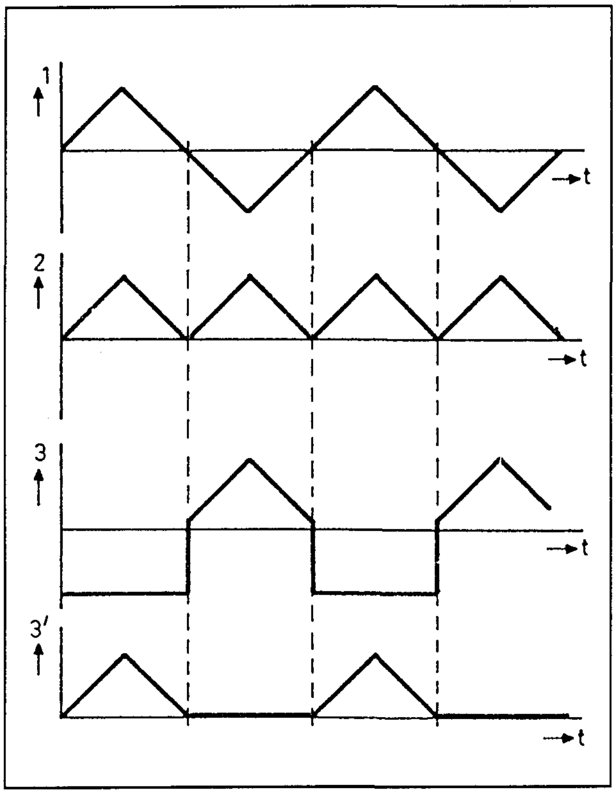
Figuur 10/1.6-5: Het praktisch schema van de volle periode gelijkrichter.

De op-amp schakeling

Het praktische schema van een volle periode gelijkrichter met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.6-5. De inverterende ingang gaat via een weerstand R1 naar de ingangsspanning en via een even grote weerstand R2 naar de uitgang. De niet-inverterende ingang gaat via een weerstand

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

R3 naar de massa. Een diode D1 is geschakeld tussen de uitgang van de op-amp en de uitgang van de schakeling.



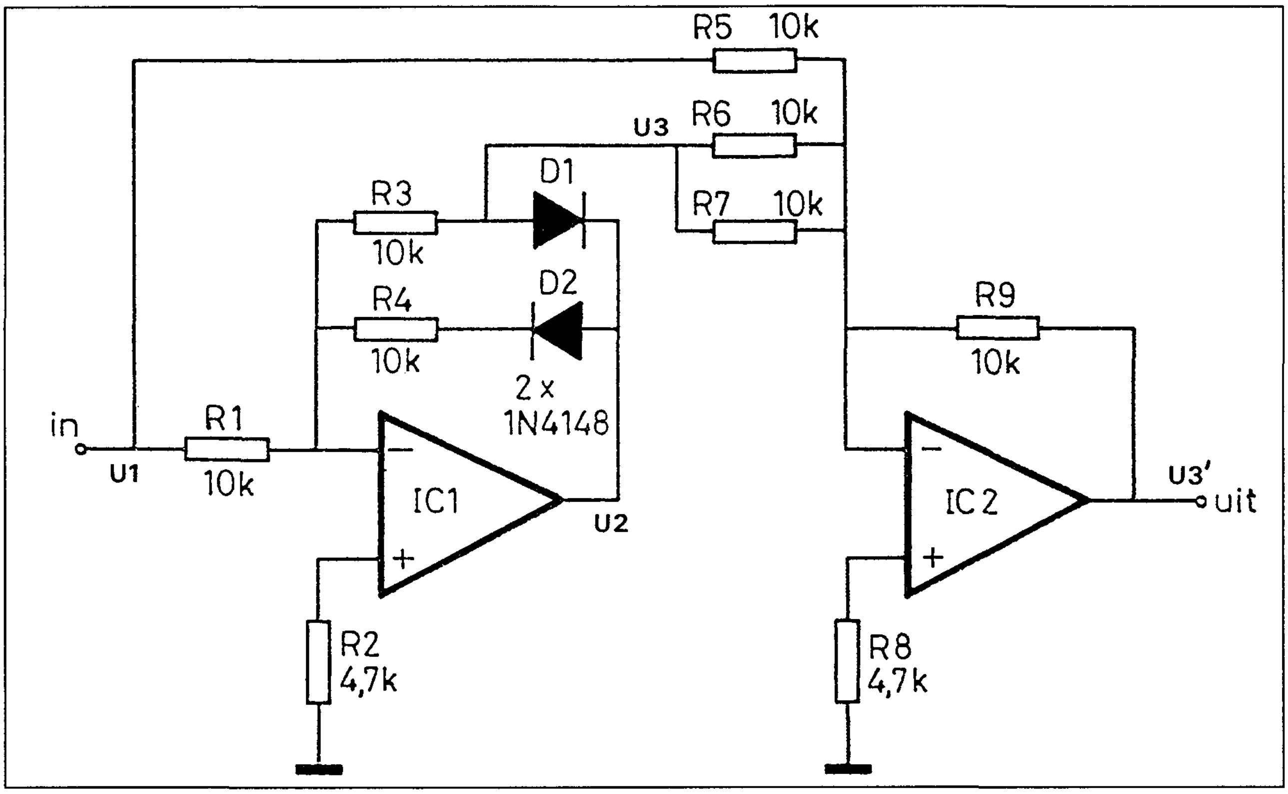
Figuur 10/1.6-6: De werking van de volle periode gelijkrichter grafisch toegelicht.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.6-6. Stel dat aan de ingang van de schakeling een positieve spanning wordt aangeboden. Deze spanning zal via weerstand R1 op de inverterende ingang van de op-amp terecht komen. Deze ingang heeft echter een zeer hoge impedantie, zodat de spanning niet verzwakt wordt. De inverterende ingang wordt nu positiever dan de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp negatief wordt gestuurd. Deze negatieve spanning komt op de anode van D1 terecht. Het gevolg is dat de diode gaat sperren. Het lijkt dus net alsof de uitgang van de op-amp wordt losgekoppeld van de rest van de schakeling. De ingangsspanning, die via weerstand R1 op de inverterende ingang was gekomen, gaat nu verder via weerstand R2 naar de uitgang van de schakeling. Positieve ingangsspanningen gaan dus via beide weerstanden onverzwakt naar de uitgang van de schakeling.
Stel nu dat er op de ingang een negatieve spanning wordt gelegd. Ook deze spanning komt via weerstand R1 op de inverterende ingang. Deze ingang wordt negatiever dan de niet-inverterende ingang, het gevolg is dat de uitgang van de op-amp positief wordt uitgestuurd. De diode D1 gaat nu geleiden, de uitgang van de schakeling wordt positief. Deze positieve spanning wordt via de weerstand R2 teruggekoppeld naar de inverterende ingang. De schakeling werkt nu als een normale inverterende versterker. Doordat R1 en R2 even groot zijn zal de schakeling ervoor zorgen dat de spanning op de uitgang even groot wordt als de spanning op de ingang, maar uiteraard met tegengestelde polariteit. De schakeling werkt dus inderdaad als volle periode gelijkrichter. Positieve spanningen gaan onverzwakt naar de uitgang, negatieve spanningen worden geïnverteerd en verschijnen ook als positieve spanningen op de uitgang.

Nadelen van de schakeling

Ook deze schakeling heeft als nadeel dat de operationele versterker gedurende de helft van de periode volledig negatief wordt uitgestuurd. Met als gevolg dat het frequentiebereik klein is. Ook nu moet immers de uitgangsspanning van de op-amp bij het nulpunt van de ingangsspanning opeens omschakelen van een grote negatieve naar een kleine positieve spanning. Maar een tweede nadeel is dat de werking van de schakeling wordt beïnvloed door de belasting. Stel dat de schakeling wordt belast door een weerstand R4. Het gevolg is dat, bij een positieve spanning aan de ingang, er een stroom door de drie weerstanden R1, R2 en R4 gaat vloeien. Een deel van de ingangsspanning zal over de weerstanden R1 en R2 blijft staan en er zal dus een spanningsverschil ontstaat tussen de ingang en de uitgang.

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren



Figuur 10/1.6-7: Het praktisch schema van de zeer nauwkeurige volle periode gelijkrichter.

De nauwkeurigheid van de gelijkrichting wordt dus beïnvloed door de grootte van de belastingsweerstand. Datzelfde geldt overigens niet als de ingangsspanning negatief is! Dan, immers, zal de operationele versterker er via de terugkoppeling R2 voor zorgen dat de uitgangsspanning gelijk blijft aan de geïnverteerde waarde van de ingangsspanning. Wil men deze schakeling gebruiken om een wisselspanning zeer nauwkeurig gelijk te richten, dan moet de schakeling afgesloten worden met een zeer hoge ingangsimpedantie. In de praktijk zit er niets anders op dan achter de schakeling een spanningsbuffer te schakelen.

De precisie gelijkrichter

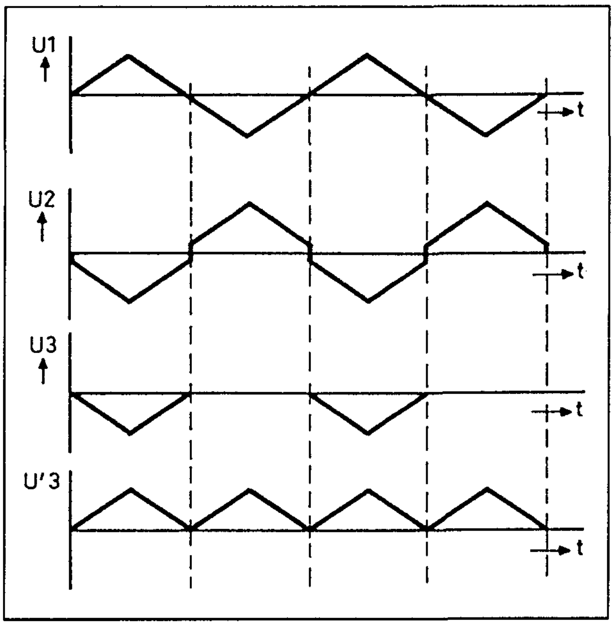
Inleiding

Men heeft een alternatieve schakeling ontwikkeld, die ook gebruik maakt van twee operationele versterkers en die vrij is van alle nadelen. Deze schakeling werkt zo nauwkeurig dat zij vaak gebruikt wordt als gelijkrichter in digitale universeelmeters. Vandaar dat men deze schakeling "de precisie gelijkrichter" noemt.

Het praktisch schema

Het praktisch schema van de precisie gelijkrichter is getekend in figuur 10/1.6-7. Rond operationele versterker IC1 kan men voor een deel het vorige schema herkennen. Maar om er voor te zorgen dat de schakeling nooit in open lus werkt, wordt een extra weerstand met diode tussen de inverterende ingang en de uitgang geschakeld. Deze kring R4/D2 zorgt ervoor dat ook als D1 gaat sperren er toch een weerstand tussen de ingang en de uitgang geschakeld is, zodat de versterking klein blijft en de uitgangsspanning van de op-amp niet vast loopt tegen de negatieve voedingsspanning. Het tweede deel van de schakeling rond IC2 is een inverterende mengversterker. Deze zal de signalen op de punten U1 en U3 bij elkaar optellen.

Op deze manier wordt voorkomen dat de belasting een negatieve invloed kan hebben op de nauwkeurigheid van de schakeling. Voorwaarde is wel dat de diverse weerstandswaarden in de schakeling heel precies aan elkaar gelijk zijn.
De werking van de schakeling kan, zonder commentaar, worden afgeleid uit de grafieken in figuur 10/1.6-8.



Figuur 10/1.6-8: De werking van de nauwkeurige gelijkrichter grafisch toegelicht.

Besluit

De schakeling werkt als ideale volle periode gelijkrichter.
Nog even de voordelen op een rijtje:

- De nauwkeurigheid van de gelijkrichting is alleen afhankelijk van de offset van de operationele versterkers en van de nauwkeurigheid van zes weerstanden.
  De eerste parameter kan gemakkelijk gecompenseerd worden, de twee grootheid heeft men zelf in de hand.
- Het frequentiebereik is groot, omdat de operationele versterkers steeds in gesloten lus werken en er op de uitgangen van de op-amp's geen grote spanningssprongen ontstaan. De slew-rate van de schakelingen speelt dus geen grote rol.
- De gelijkgerichte uitgangsspanning wordt afgenomen van de uitgang van IC2, waar een vrij constante zeer lage impedantie ter beschikking staat.
- Door de zeer lage uitgangsimpedantie kan men het afvlakfilter dat meestal na de gelijkrichter noodzakelijk is uitvoeren met een kleine tijdconstante. Daardoor zal de afgevlakte spanning zeer snel de nieuwe waarde van de ingangsspanning overnemen. Dat is een belangrijke eigenschap als men de schakeling gebruikt in digitale meters.

Het anti-rimpel filter

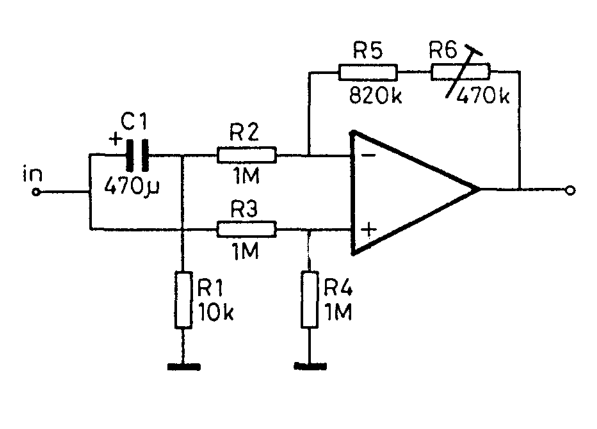
Inleiding

De in de vorige paragrafen beschreven gelijkrichters leveren een pulserende gelijkspanning af. In de meeste gevallen is dat signaal niet zonder meer bruikbaar. Meestal is het immers de bedoeling dat de gelijkgerichte spanning wordt gemeten en dan moet men de beschikking hebben over een zo glad mogelijk verlopende spanning. De standaard oplossing daarvoor is de gelijkrichter afsluiten met een passief RC-filter met bepaalde tijdconstante.
Het passief RC-filter heeft als nadeel dat er toch een rimpel blijft bestaan op het gefilterde signaal. Dat kan een probleem zijn als men gelijkrichter + filter gebruikt in combinatie met een erg snel werkende digitale meter. Deze meter neemt samples van het gelijkgerichte signaal en door de rimpel zullen de opeenvolgende samples een afwijkende waarde hebben, waardoor "jitter" op de uitlezing ontstaat.
Nu kan men proberen de rimpel zo klein mogelijk te maken door het verhogen van de waarden van de componenten van het RC-filter. De afvlakking van het gelijkgerichte signaal wordt dan beter, maar het duurt ook veel langer alvorens de condensator zich heeft aangepast aan een nieuwe waarde van de wisselspanning aan de ingang van de gelijkrichter.

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

Een anti-rimpel filter

Door middel van een eenvoudige schakeling met een operationele versterker kan men een ideaal anti-rimpel filter maken, dat erg snel reageert op variaties in de grootte van de ingangsspanning. Het praktisch schema is getekend in figuur 10/1.6-9.



Figuur 10/1.6-9: De praktische schakeling van het anti-rimpel filter.

In feite is deze schakeling niets anders dan een verschilversterker. Vier even grote weerstanden R2, R3, R4 en R5+R6 zijn op de voor verschilversterkers specifieke manier rond de operationele versterker geschakeld. Beide ingangen van de verschilversterker worden nu echter gestuurd uit één ingangsspanning, de spanning die ontstaat over de condensator van het afvlakfilter. Deze spanning gaat via R3 rechtstreeks naar een ingang van de verschilversterker. De tweede ingang wordt uit het signaal gestuurd via tussenschakeling van een CR-filter C1/R1. Dit filter zal alleen de rimpel doorlaten. Aan de componenten van dit filter moeten de volgende eisen gesteld worden. De weerstand R1 moet klein zijn ten opzichte van de weerstanden van de verschilversterker. Men adviseert een verhouding van 1/100. In het getekende voorbeeld is de verschilversterker uitgerust met weerstanden van 1 MΩ, vandaar dat R1 gelijk moet zijn aan 10 kΩ.

Wil het CR-netwerk de rimpelspanning onverzwakt doorkoppelen naar de tweede ingang van de verschilversterker, dan is het noodzakelijk dat de condensator groot is. Vandaar dat een elco van 470 μF wordt ingeschakeld.
De ingangsspanning is samengesteld uit twee componenten. Op de eerste plaats een gelijkspanning U_{dc}, op de tweede plaats een rimpelspanning U_{ac} die op deze gelijkspanning gesuperponeerd is. De gelijkspanning gaat alleen naar de onderste ingang van de verschilversterker, het CR-netwerk spert immers gelijkspanningen. De rimpelspanning gaat naar beide ingangen. De verschilversterker berekent het verschil tussen beide ingangsspanningen. De uitgangsspanning van de verschilversterker is dus gelijk aan:

$$U_{uit} = (U_{dc} + U_{ac}) - U_{ac}$$
$$U_{uit} = U_{dc}$$

De rimpelspanning is dus volledig verdwenen!
In een praktische schakeling kan men de gelijkheid van de weerstanden instellen door het verdraaien van de loper van instelpotentiometer R6. Deze instelpotentiometer compenseert in eerste instantie de ongelijkheid tussen de weerstanden R2 tot en met R5+R6 en schakelt in tweede instantie de invloed van R1 op de weerstanden van de verschilversterker uit.

De top detector

Inleiding

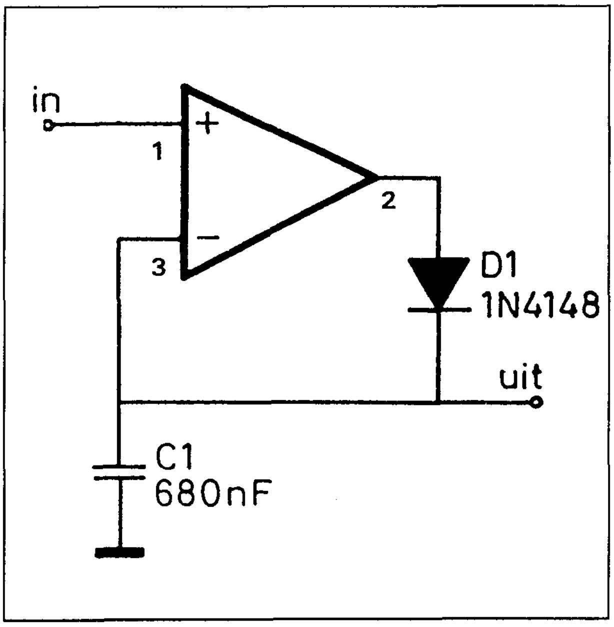
In de meeste gevallen is men geïnteresseerd in de gemiddelde waarde van een wisselspanning. Er zijn echter ook toepassingen waarbij men wil weten hoe groot de maximale waarde, de topspanning, van een wisselspanningssignaal is. Voor dergelijke toepassingen heeft men top detectoren ontwikkeld.

Het schema

Het schema van een eenvoudige top detector is getekend in figuur 10/1.6-10, de werking wordt beschreven aan de hand van de

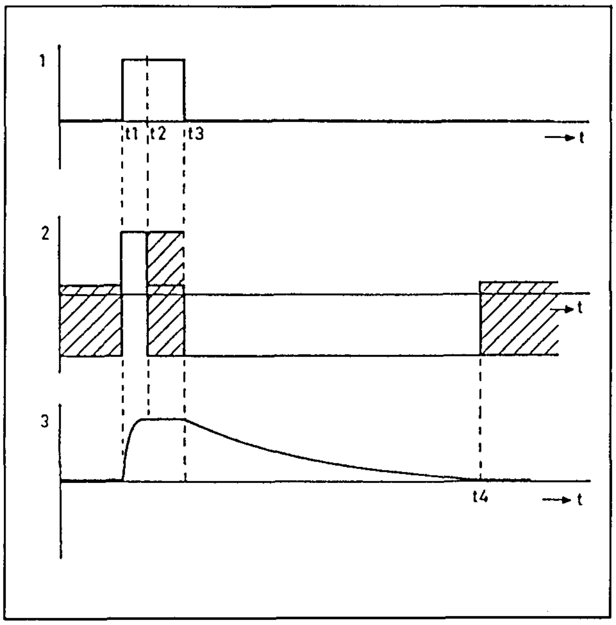
1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

grafieken in figuur 10/1.6-11. De ingangsspanning wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Tussen de uitgang en de inverterende ingang is een Si-diode geschakeld. Dezelfde ingang gaat via een condensator naar de massa. De uitgangsspanning van de schakeling wordt afgenomen van de inverterende ingang.



Figuur 10/1.6-10: Het praktisch schema van een top detector.

De schakeling koppelt het positieve uitgangssignaal via de geleidende diode terug naar de inverterende ingang. Voor negatieve uitgangsspanningen gaat de diode sperren en is de op-amp uitgeschakeld. Als aan de ingang geen spanning wordt aangeboden, dan is niet te voorspellen hoe groot de spanning op de uitgang van de op-amp is. Het kan zijn dat de uitgang vastloopt tegen de negatieve voedingsspanning, maar het kan ook zijn dat er een kleine positieve spanning op de uitgang ontstaat. Een en ander is volledig afhankelijk van de offset van de opamp.
Vandaar dat dit gebied gearceerd in de grafiek is weergegeven. Hoe dan ook, duidelijk is dat de spanning op de inverterende ingang ook nul is. Loopt immers de op-amp vast tegen de negatieve voedingsspanning, dan gaat de diode D1 sperren en staat de inverterende ingang op 0 V.
Wordt echter de uitgang van de op-amp positief, dan gaat de diode geleiden en werkt de op-amp in gesloten lus. De schakeling zal zich nu zo instellen dat de beide ingangsspanningen aan elkaar gelijk worden.



Figuur 10/1.6-11: De werking van de top detector grafisch toegelicht.

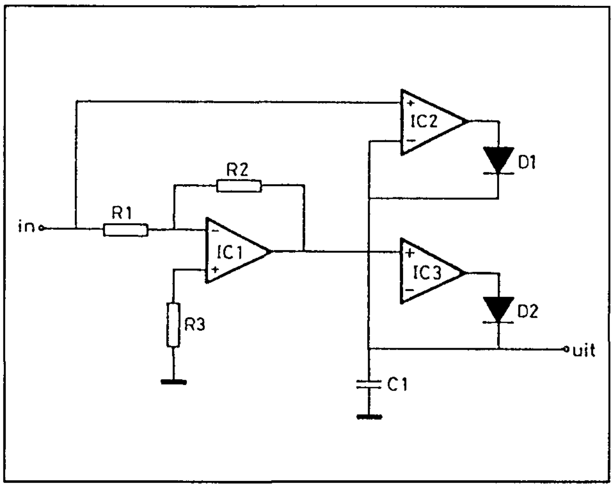
De uitgang stelt zich in op ongeveer +0,65 V, de geleidingsspanning van de diode en ook nu is de spanning op de inverterende ingang nul. Stel nu dat op de ingang van de schakeling op tijdstip t1 een smalle positieve puls wordt gezet. De niet-inverterende ingang wordt positiever dan de inverterende ingang, het gevolg is dat de uitgang van de op-amp sterk positief wordt. De diode gaat geleiden, de condensator C1 wordt opgeladen tot de topwaarde van de positieve puls op de ingang. Op tijdstip t2 is de condensator opgeladen tot de topwaarde van de positieve puls op de ingang. Maar de uitgang van de op-amp staat nog steeds maximaal positief ingesteld. De condensator wil dus verder opladen. Maar als de spanning op de inver-

terende ingang groter wordt dan de spanning op de niet-inverterende ingang zal de uitgangsspanning opeens van maximaal positief naar maximaal negatief gaan. De diode spert, de condensator kan niet verder opladen, maar gaat nu ontladen. Maar het is voldoende dat de spanning iets lager wordt of de situatie op de ingangen verandert. De niet-inverterende ingang wordt positiever dan de inverterende ingang, met als gevolg dat de uitgang van de op-amp weer maximaal positief wordt. Zolang de ingangsspanning constant blijft zal de spanning over de condensator C1 met enige mV rond de waarde van de ingangsspanning schommelen en zal de uitgang van de op-amp voortdurend omklappen tussen maximaal positief en maximaal negatief.

Op tijdstip t3 valt de ingangspuls weg, de ingang gaat weer naar 0 V. De spanning op de inverterende ingang is nu uiteraard veel positiever dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp vast loopt tegen de negatieve voedingsspanning. De diode gaat sperren en de condensator C1 wordt losgekoppeld van de rest van de schakeling. Omdat de inverterende ingang een zeer hoge impedantie heeft, zal de spanning over de condensator vrij lang stabiel op dezelfde waarde blijven. De lading kan alleen weglekken via de eigen lekweerstand van de condensator en via de ingangsimpedantie van de over de condensator aangesloten volgende schakeling. Als men op de ingang van de top detector een smalle positieve puls legt, dan zal de uitgang van de schakeling de amplitude van de puls overnemen. Deze spanning blijft vrij lang op de uitgang aanwezig, zelfs als de smalle puls verdwijnt.

Een uitgebreide schakeling

De schakeling van figuur 10/1.6-10 heeft als nadeel dat alleen positieve pieken worden herkend. Om ook negatieve piekspanningen te kunnen detecteren heeft men een top detector ontwikkeld, die zowel op positieve als op negatieve pieken reageert.



Figuur 10/1.6-12: Een verbeterde piek detector die ook op negatieve pieken reageert.

Het schema van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 10/1.6-12. De schakeling bestaat uit drie trappen. Rond IC2 en IC3 zijn positieve top detectoren opgebouwd, die een gemeenschappelijke condensator C1 hebben. Over deze condensator zullen dus zowel de pieken ontstaat die gedetecteerd worden door IC2 en door IC3. Rond IC1 is een inverterende versterker opgebouwd. Deze heeft, door een geschikte keuze van de weerstanden R1 en R2, een versterking van -1. Het ingangssignaal wordt dus geïnverteerd aangeboden aan de ingang van de onderste top detector rond IC3 en niet geïnverteerd aan de ingang van de bovenste top detector IC2. Deze laatste op-amp detecteert dus de positieve pieken in het signaal, de onderste de negatieve pieken. De condensator laadt zich steeds positief op tot de maximale positieve of negatieve piekwaarde van het signaal.

De precisie top detector

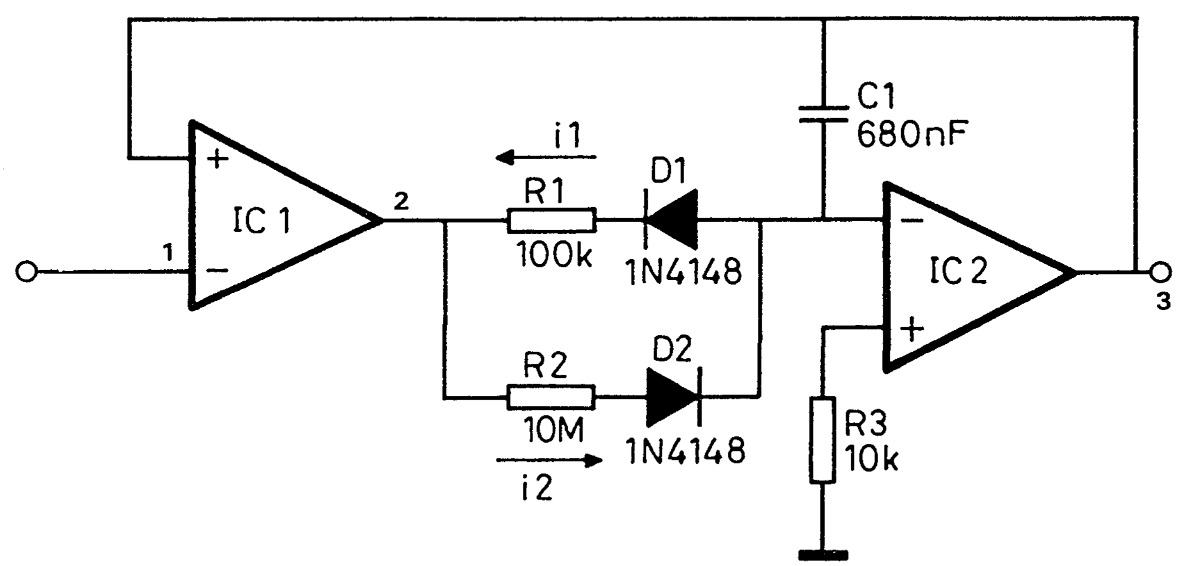
Inleiding

De top detectoren van de figuren 10/1.6-10 of -12 hebben als nadeel dat de werking van de schakelingen wordt beïnvloed door de

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

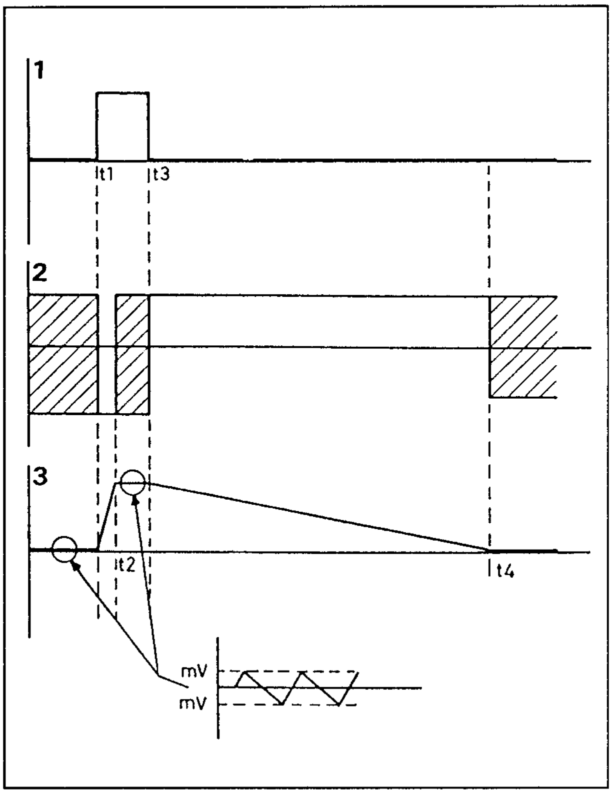
belastingsweerstand. Er is echter nog een tweede reden om de eenvoudige schakelingen af te wijzen. Er bestaan bepaalde normen die voorschrijven hoe een top detector moet reageren op een piek in een geluidssignaal. Volgens deze normen moet een piek detector binnen de 4 ms reageren op een piekspanning op de ingang. Na het wegvallen van de piek moet de uitgangsspanning van de top detector in 1 s terug vallen naar 0 V. Deze tijden zijn met de eenvoudige basisschakelingen niet zo goed instelbaar. Vandaar dat men een betere schakeling heeft ontworpen, waarbij zowel de reactietijd als de terugvaltijd door middel van instelpotentiometers over een breed gebied instelbaar zijn.

De schakeling
De praktische schakeling van de precisie top detector is getekend in figuur 10/1.6-13. De eerste operationele versterker IC1 is geschakeld als comparator. De tweede, IC2, is geschakeld als integrator. Tussen de inverterende ingang en de uitgang is een condensator C1 opgenomen. De inverterende ingang gaat bovendien via twee RD-netwerkjes naar de uitgang van de comparator. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.6-14. Als aan de ingang van de schakeling geen spanning wordt gelegd, dan zal de uitgangsspanning op en neer gaan tussen enkele mV positief en enkele mV negatief. Dat verschijnsel wordt veroorzaakt door de offsetspanningen van de operationele versterkers. Stel dat de uitgangsspanning iets positief wordt. Deze kleine positieve spanning wordt teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang van de comparator. Het gevolg is dat de uitgang van IC1 vast loopt tegen de positieve voedingsspanning. Er gaat nu vanuit deze uitgang een stroom i_2 vloeien via de diode D2 en de weerstand R2. Door R1 kan geen stroom vloeien, de diode D1 gaat immers sperren. Deze stroom i_2 vloeit naar de inverterende ingang van de tweede operationele versterker.



Figuur 10/1.6-13: De praktische schakeling van de nauwkeurige top detector.

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren



Figuur 10/1.6-14: De werking van de nauwkeurige top detector grafisch toegelicht.

De inverterende ingang licht virtueel aan de massa, de stroom kan alleen afvloeien via de condensator C1 naar de uitgang. Het gevolg is dat deze condensator door een constante stroom i_2 wordt opgeladen. De spanning over de condensator gaat lineair stijgen. Maar de richting van de stroom is zo dat de linker plaat van de condensator positief wordt ten opzichte van de rechter plaat. De linker plaat wordt echter op de massa gehouden door de werking van de tweede op-amp. Het gevolg is dat de uitgangsspanning negatief wordt. Deze negatieve spanning wordt echter teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang van IC1. Als de spanning onder de omklapdrempel van de comparator komt, klapt deze schakeling om en de uitgang wordt maximaal negatief. Er gaat nu een stroom i_1 vloeien via weerstand R1 en diode D1. Ook deze stroom kan alleen via de condensator C1 afvloeien. Omdat de stroom tegengesteld gericht is gaat de condensator nu met tegengestelde polariteit opladen. De uitgangsspanning stijgt nu tot de comparator IC1 weer omklapt. Dat geheel proces gaat vrij snel, zodat op de uitgang een kleine hoogfrequente driehoekspanning ontstaat.

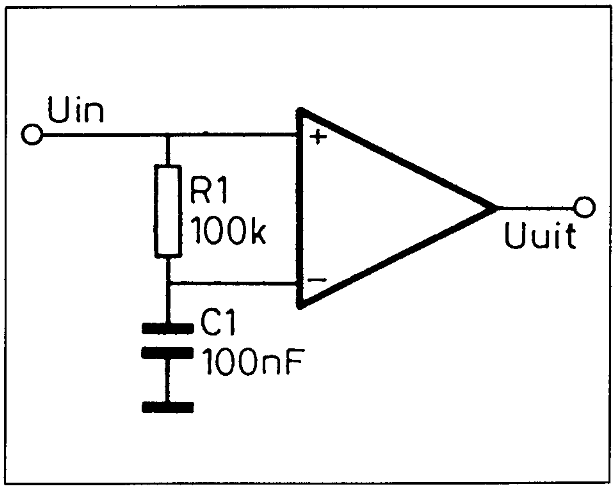
Stel nu dat op tijdstip t1 aan de ingang een smalle positieve puls wordt aangeboden. Deze positieve spanning komt terecht op de inverterende ingang van IC1. Het gevolg is dat de uitgang van deze op-amp onmiddellijk vast loopt tegen de negatieve voedingsspanning. De condensator C1 van de integrator wordt nu opgeladen door de stroom i_1. Deze stroom is instelbaar door de waarde van de weerstand R1 te variëren. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de integrator lineair gaat stijgen naar de topwaarde van de ingangspuls. Als de uitgangsspanning gelijk wordt aan de topwaarde van de ingangsspanning zal de comparator IC1 weer omklappen. De condensator C1 wordt nu geladen door de tegengesteld vloeiende stroom i_2. De uitgangsspanning van de integrator gaat iets dalen. Het gevolg is dat de comparator onmiddellijk omslaat en de stroom i_2 weer vervangen wordt door de stroom i_1. De uitgangsspanning van de schakeling gaat nu dus met enige mV schommelen rond de topwaarde van de ingangsspanning. Op moment t3 valt de ingangspuls weg. De niet-inverterende ingang van de comparator IC1 is nu veel positiever dan de inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang vast loopt tegen de positieve voedingsspanning. Er gaat nu weer een stroom i_1 vloeien naar de integrator, die tot gevolg heeft dat de condensator C1 gaat ontladen. De grootte van deze ontlaadstroom is instelbaar door de waarde van weerstand R2 aan te passen. Op tijdstip t4 is de condensator volledig ontladen en gaat de uitgangsspanning weer rond de massa schommelen. De schakeling voldoet aan de vooropgestelde eisen. De uitgang volgt met een instelbare vertraging de positieve pieken in het ingangssignaal en valt nadien met een eveneens instelbare

vertraging terug naar 0 V. De twee genormeerde reactietijden van een goede top detector zijn in te stellen door voor R1 en R2 instelpotentiometers in de schakeling op te nemen.

De slope detector

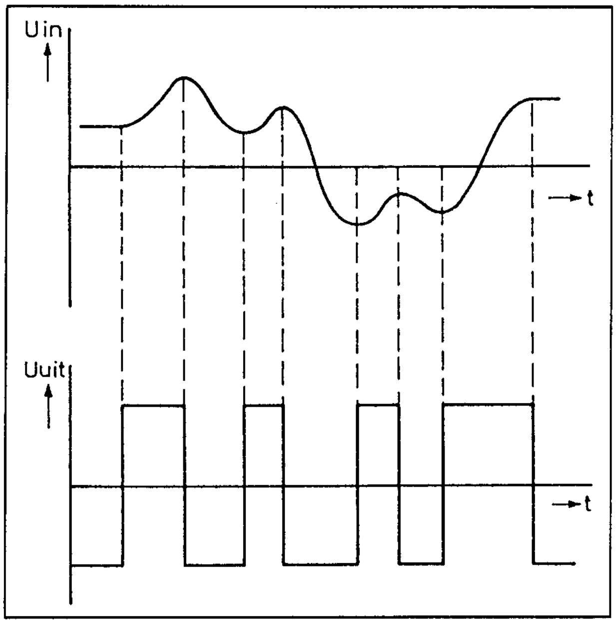
Inleiding

Het begrip “slope” geeft aan hoe een signaal ten opzichte van de nul varieert in de tijd. Bij een positieve slope stijgt het signaal van een kleine naar een grote waarde, bij een negatieve slope daalt het signaal van de ene waarde naar een tweede, kleinere waarde. De overgang van een positieve naar een negatieve slope komt overeen met een positieve top in het signaal, de overgang van een negatieve naar een positieve slope geeft aan dat het signaal door een negatieve top gaat. Het omkeren van de polariteit van de slope geeft dus informatie over de momenten waarop het signaal door een maximum of een minimum gaat.



Figuur 10/1.6-15: Het praktisch schema van een slope detector.

Bij sommige schakelingen is het belangrijk te weten wanneer positieve of negatieve maxima in een signaal optreden. Vandaar dat men slope detectoren heeft ontwikkeld die deze minima en maxima opsporen en door middel van een uitgangssignaal identificeren. Deze schakelingen reageren op het variëren van de polariteit van de slope van het signaal en vandaar dat zij slope detectoren worden genoemd.



Figuur 10/1.6-16: De werking van de slope detector grafisch toegelicht.

De praktische schakeling

De praktische schakeling van een slope detector met een operationele versterker is getekend in figuur 10/1.6-15. De ingangsspanning wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de op-amp. Tussen deze ingang en de massa is een RC-filtertje geschakeld. Het knooppunt van de R en de C gaat naar de inverterende ingang. Op de uitgang ontstaat een signaal dat door van “L” naar “H” of van “H” naar “L” te gaan aangeeft dat de slope van het signaal wordt geïnverteerd. Deze plotselinge spanningssprongen geven dus een minimum of maximum in het signaalverloop aan. De richting van de sprong geeft bovendien aan of men met een minimum of met een maximum te maken heeft. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.6-16. De niet-inverterende ingang is rechtstreeks verbon-

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren

den met de ingangsspanning en volgt dus uiteraard iedere wijziging in dit signaal op de voet. De inverterende ingang is echter via de weerstand R1 met het ingangssignaal verbonden. De ingangsspanning zal een stroom door deze weerstand sturen, die de condensator C1 oplaadt. Dat opladen duurt uiteraard een bepaalde tijd. Het gevolg is dat de spanning op de inverterende ingang iets naijlt ten opzichte van de spanning op de niet-inverterende ingang. Tussen beide ingangen ontstaat een klein spanningsverschil, waarvan de polariteit afhankelijk is van de slope van het ingangssignaal. Als de ingangsspanning namelijk stijgt (positieve slope), dan zal de spanning op de inverterende ingang steeds iets kleiner zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Er bestaat dus een positieve verschilspanning ΔU. De operationele versterker is niet teruggekoppeld en werkt dus als comparator. Het gevolg is dat de uitgangsspanning vast loopt tegen de positieve voedingspanning. Gaat de ingangsspanning echter dalen (negatieve slope), dan zal de spanning op de inverterende ingang steeds iets groter zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De condensator moet immers via de weerstand R1 ontladen naar de kleiner wordende waarde van de ingangsspanning en dit duurt ook een bepaalde tijd. Het spanningsverschil ΔU is nu negatief en het gevolg is dat de comparator omklapt en vast loopt tegen de negatieve ingangsspanning. Met deze schakeling kan men de slope van een signaal detecteren. De uitgang levert een hoge positieve spanning als de slope positief is en een grote negatieve spanning als de slope negatief is.

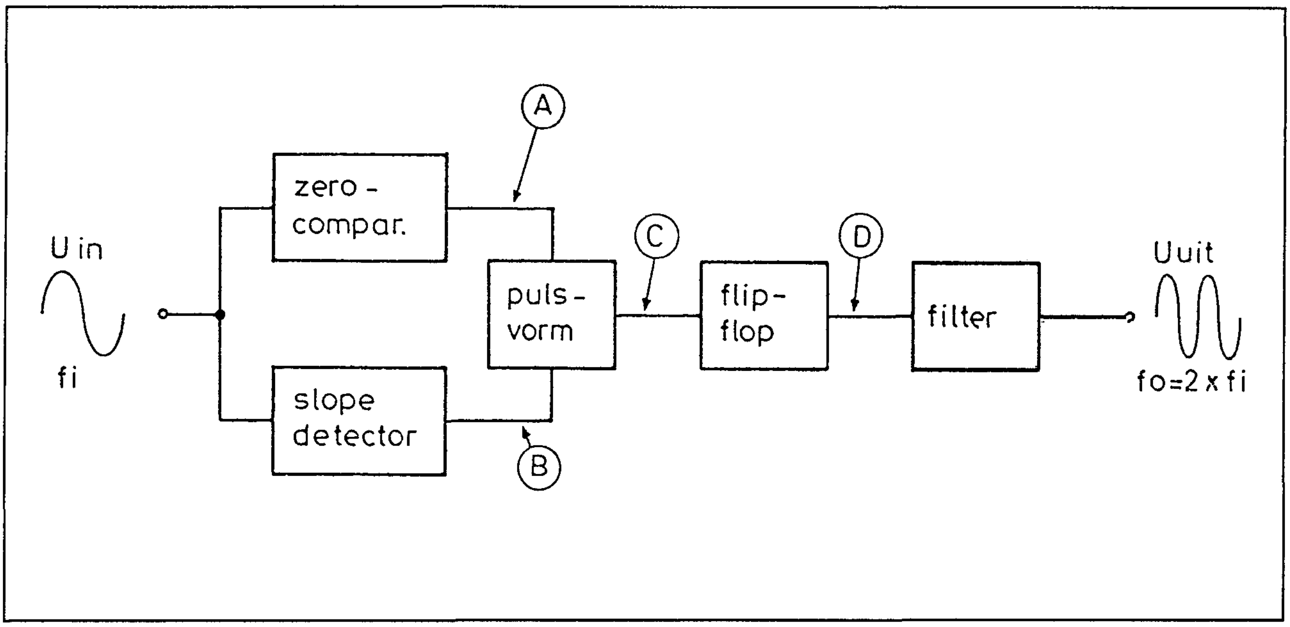
Beperking van de schakeling

Het zal duidelijk zijn dat de vertraging tussen de inverterende en de niet-inverterende ingang wordt bepaald door de waarde van de onderdelen R1 en C1. Dat geeft meteen de beperkingen van de schakeling aan. De onderdelen moeten aangepast worden aan de ingangsfrequentie van het signaal. Hoe hoger de frequentie, hoe kleiner R1 en C1 moeten zijn. De schakeling is dus niet universeel bruikbaar, maar heeft een beperkt frequentiebereik. Varieert de frequentie van het ingangssignaal, dan zal men een van de passieve componenten moeten aanpassen.

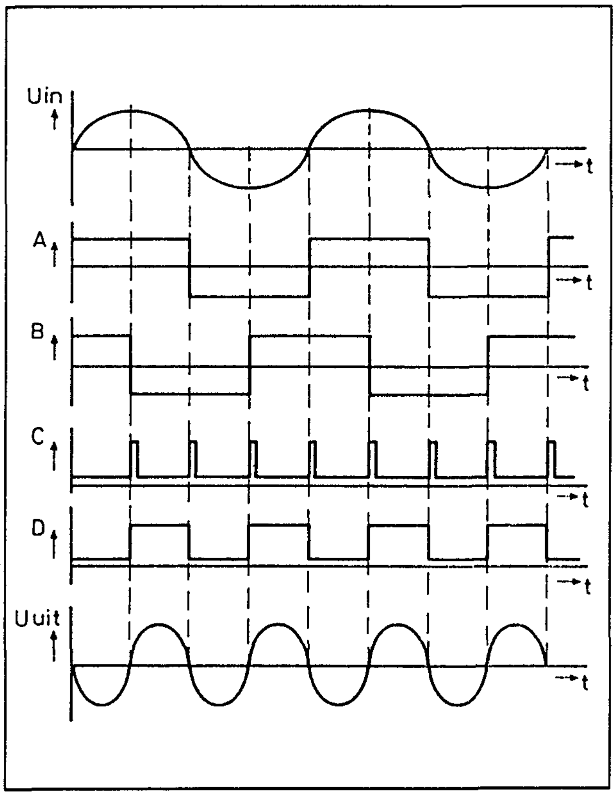
Een toepassing

Een praktische toepassing van een slope detector is getekend in figuur 10/1.6-17. Deze figuur geeft het blokschema van een hoofdzakelijk analoog werkende frequentie verdubbelaar voor sinusoidale ingangsspanningen. Voorwaarde voor de goede werking van het geheel is echter wel dat de frequentie van het ingangssignaal constant blijft.
De werking wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 10/1.6-18. Het ingangssignaal wordt aangeboden aan een zero comparator en aan een slope detector. De zero comparator vergelijkt de grootte van het ingangssignaal met 0 V. Deze schakeling detecteert dus de nuldoorgangen van het signaal. De slope detector detecteert uiteraard de maxima en minima in het signaal. Beide schakelingen wekken vierkantspanningen A en B op, die ten opzichte van elkaar 90° in fase verschoven zijn. Deze twee signalen gaan naar een pulsvormer. Deze schakeling zal smalle positieve pulsjes C genereren als of het ene of het andere signaal een sprong van "L" naar "H" of van "H" naar "L" vertoont. Met deze pulstrein wordt een type-D flip-flop gestuurd. De uitgang D van deze schakeling zal van status veranderen na iedere positieve puls op de ingang.
De uitgang van de flip-flop levert een vierkantspanning af, waarvan de frequentie gelijk is aan het tweevoud van de frequentie van de spanning op de ingang. Tot slot voert men deze vierkantgolf door een scherp afgestemd filter. Dat filter zal alleen de grondfrequentie van de blokgolf doorlaten en alle andere frequenties sperren. Het gevolg is dat het filter het sinusoidale basissigaal uit de blokgolf filtert. Op de uitgang ontstaat dus een sinus met een frequentie die precies gelijk is aan de dubbele waarde van de frequentie van het ingangssignaal.

1.6 Operationele versterkers als gelijkrichters en detectoren



Figuur 10/1.6-17: Een slope detector toegepast als frequentie verdubbelaar.



Figuur 10/1.6-18: De werking van de frequentie verdubbelaar grafisch toegelicht.

10/1.7

Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

Inleiding

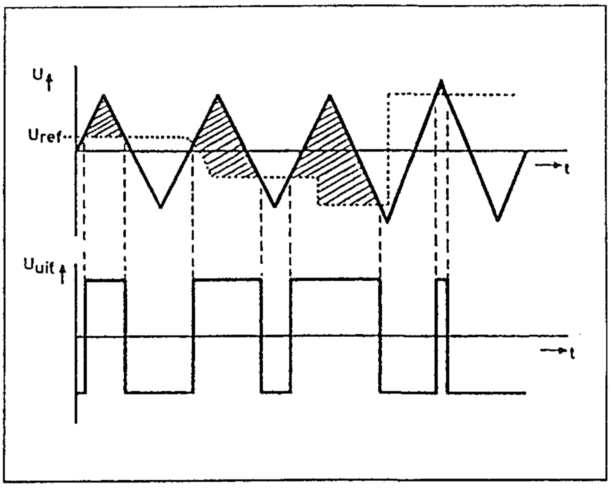
Definities

Comparatoren en discriminatoren zijn schakelingen die een analoge ingangsspanning vergelijken met een of twee vaste referentiespanningen. Deze referentiespanningen worden de drempels van de schakeling genoemd. De uitgang van de comparator of de discriminator zal reageren als de ingangsspanning boven of onder de drempels komt. Die reactie op de uitgang is een digitale actie. De uitgang van een comparator of discriminator kent maar twee toestanden, namelijk "L" of "H". In de meeste gevallen komt "L" overeen met de massa of de negatieve voedingsspanning van de schakeling. "H" stelt de positieve voedingsspanning van de schakeling voor.

Een comparator of discriminator is dus de meest eenvoudige uitvoering van een analoog naar digitaal omzetter. De ingangsspanning wordt vergeleken met een of twee drempels en de uitgang reageert op de vergelijking van de momentele waarde van de ingangsspanning met de waarde van de drempels door zijn uitgang om te schakelen van "L" naar "H" of van "H" naar "L".

De comparator

Een comparator werkt met slechts één drempel. De uitgang reageert als de analoge ingangsspanning groter of kleiner wordt dan deze drempel. In figuur 10/1.7-1 is de werking van een comparator grafisch weergegeven. Een driehoekvormige ingangsspanning U wordt vergeleken met verschillende waarden van de drempelspanning U_{ref}. In de onderste grafiek is de uitgangsspanning van de comparator getekend. Deze is "L" als de ingangsspanning kleiner is dan de drempel en wordt "H" als de ingangsspanning groter wordt dan de drempel.



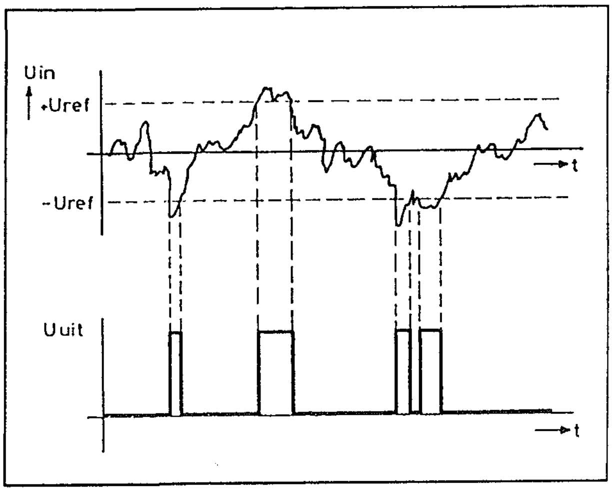
Figuur 10/1.7-1: De werking van een comparator.

De discriminator

Een discriminator is in feite niets anders dan een dubbele comparator. De analoge waarde van de ingangsspanning wordt in twee comparatoren vergeleken met twee drempels. Als de ingangsspanning tussen de drempels ligt, dan zal de gemeenschappelijke uitgang van beide comparatoren reageren door van "L" naar "H" te schakelen of vice versa. Ligt de ingangsspanning buiten de drempels dan zal de uitgang weer reageren, maar nu uiteraard omgekeerd.

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

In figuur 10/1.7-2 wordt de werking van een discriminator grafisch toegelicht. De twee drempels zijn hier voorgesteld door de referentiespanningen $-U_{ref}$ en $+U_{ref}$.

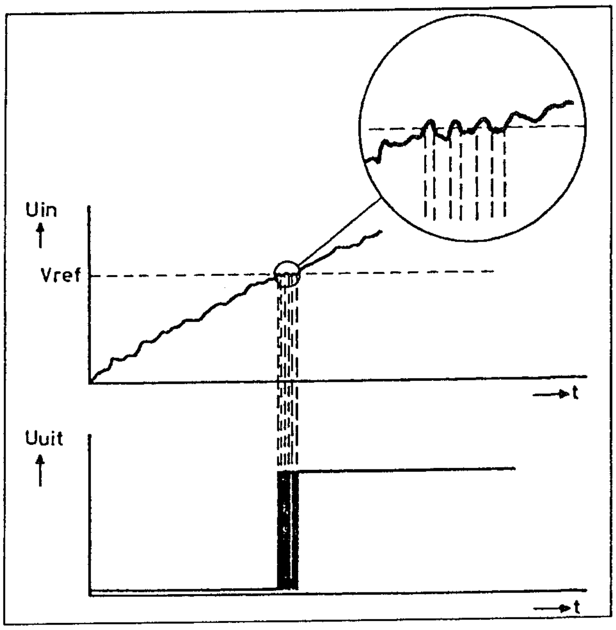


Figuur 10/1.7-2: De werking van een discriminator.

In het getekende voorbeeld gaat de uitgang naar "H" als de ingangsspanning buiten het door de twee drempels bepaalde bereik valt. Men spreekt dan van een discriminator met een negatief venster. Uiteraard is ook een schakeling denkbaar waarbij het tegenovergestelde gebeurt. Als de uitgang "H" wordt als de ingangsspanning binnen het bereik der drempels ligt, spreekt men van een discriminator met positief venster.
Met een discriminator kan men bepalen of een analoog signaal binnen of buiten een bepaald spanningsgebied ligt.

De comparator met hysteresis

Bij een normale comparator is het omklappunt van de schakeling zeer streng bepaald. Het volstaat dat de ingangsspanning enige mV onder of boven de drempelspanning varieert om de schakeling te laten omklappen op de uitgang. Bij sommige toepassingen is deze scherpe reactie erg nuttig. Er zijn echter ook toepassingen denkbaar waar dit scherp omklappunt zeer vervelend is. Denk bijvoorbeeld aan een toepassing waarbij de ingangsspanning verontreinigd is met brom of ruis. Dat wil zeggen dat de gemiddelde waarde van de ingangsspanning wel constant is of traag verloopt maar dat de spanning rond deze gemiddelde waarde snel varieert.
Als de gemiddelde waarde gelijk wordt aan de drempel van de schakeling zal de comparator omklappen. Omdat de reële waarde van de ingangsspanning voortdurend rond de gemiddelde waarde schommelt zal de comparator echter ook voortdurend omklappen. Op de uitgang ontstaat dus een rechthoekspanning met een hoge frequentie.
Dit verschijnsel wordt grafisch toegelicht in figuur 10/1.7-3.



Figuur 10/1.7-3: De noodzaak van een hysteresis grafisch toegelicht.

Als dit verschijnsel niet gewenst is, dan kan men dit onderdrukken door de comparator te voorzien van een zogenaamde "hysteresis". Er worden dan twee waarden van de drempelspanning gedefinieerd, die op een bepaalde afstand van elkaar liggen. Als de ingangsspanning stijgt zal de schakeling omklappen als dit signaal groter wordt dan de bovenste waarde van de drempel. De schakeling reageert onmiddellijk door de drempel

te verlagen naar de onderste waarde. Kleine schommelingen op de ingangsspanning hebben dan geen gevolgen meer op de uitgang, omdat deze schommelingen de onderste waarde van de drempel nooit bereiken.
Als de gemiddelde waarde van de ingangsspanning gaat dalen zal de schakeling omklappen als de spanning voor de eerste keer kleiner wordt dan de onderste waarde van de drempel. De schakeling reageert dan weer met het verhogen van de drempel tot de bovenste waarde. Ook nu zullen kleine schommelingen op de ingangsspanning rond de gemiddelde waarde dus geen gevolgen hebben op de uitgang.
Het spanningsverschil tussen de bovenste en de onderste drempel noemt men de hysteresis van de comparator. De waarde van deze hysteresis is instelbaar en aan te passen aan de specifieke toepassing.
Een comparator met hysteresis is géén discrinator! Hoewel er in de praktijk ook sprake is van twee drempelwaarden is er toch een zeer fundamenteel verschil tussen deze actie en de twee drempels waarmee een discriminator werkt. Deze twee drempels zijn namelijk volledig onafhankelijk van elkaar en blijven constant.
Bij een comparator met hysteresis is er maar één drempel, waarvan de waarde wordt aangepast door de schakeling zélf.
In principe is het ook mogelijk de drempels van een discriminator ieder te voorzien van een hysteresis, zodat de discriminatorschakeling vier waarden voor de drempels krijgt. Maar ook nu stelt de ontwerper maar twee drempels vast en bepaalt voor iedere drempel een bepaalde hysteresis.

Toepassingen

Beide schakelingen worden in de praktijk vaak gebruikt in de regeltechniek. Een eenvoudig voorbeeld is de elektronische regeling van de kamertemperatuur. Door middel van een temperatuursensor wordt de kamertemperatuur omgezet in een analoge spanning. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een drempelspanning, die staat voor de gewenste kamertemperatuur. Levert de temperatuursensor bijvoorbeeld een spanning van 100 mV per °C, dan moet men de drempel voor een kamertemperatuur van 20 °C instellen op 2 V. Als de kamertemperatuur 19 °C is dan is de ingangsspanning gelijk aan 19 V. Op het moment dat de kamertemperatuur gelijk wordt aan 20 °C zal de ingangsspanning gelijk worden aan 2 V en dus gelijk worden aan de drempel van de comparator. De uitgang van de comparator schakelt om van het ene digitale niveau naar het andere. Deze actie kan gebruikt worden voor het uitschakelen van de ketel van de centrale verwarming. Daalt de kamertemperatuur onder de 20 °C, dan gaat de ingangsspanning lager worden dan 2 V. De comparator klapt nu weer om en de ketel wordt ingeschakeld.
Op dezelfde manier kan men een comparator voor talloze identieke regelprocessen inzetten. Maar natuurlijk zijn er nog andere toepassingen te bedenken. Zo zal de triggerschakeling van een oscilloscoop ook met een comparator werken. Zolang de te meten spanning kleiner is dan de drempel van de comparator wordt de zaagtandgenerator van de afbuiging niet gestart. Op het moment dat de ingangsspanning groter wordt dan de drempel levert de comparator een uitgangspuls die de zaagtandgenerator start. Er wordt één beeld op het scherm geschreven. Omdat dit proces iedere keer als de ingangsspanning door de drempel gaat wordt herhaald zal er een stilstaand beeld op het scherm van de scoop worden geschreven.
Discriminatoren worden, zoals reeds geschreven, toegepast als men wil weten of de momentele waarde van een signaal binnen of buiten een spanningsgebied valt. Een typisch toepassingsvoorbeeld van een discriminator is bijvoorbeeld een schakeling, die de spanning over een loodaccu controleert. Over een geladen accu moet een spanning van minimaal 11,0 V en maximaal 14,8 V staan. Is de accuspanning kleiner of groter dan deze grenzen, dan wordt de accu ofwel te veel ontladen ofwel te veel geladen. Met

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

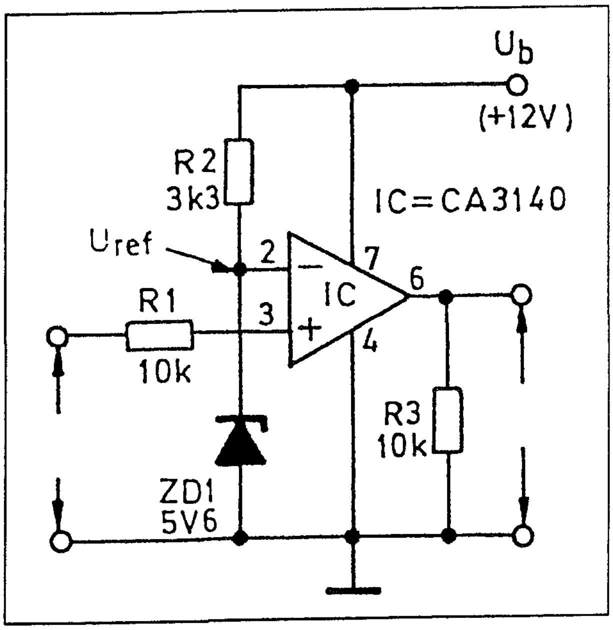
een discriminatorschakeling kan men dat zeer gemakkelijk controleren. Het volstaat de twee drempels van de schakeling in te stellen op 11,0 V en 14,8 V en de accuspanning als ingangsspanning aan de schakeling aan te leggen. De discriminator zal, naar keuze, ofwel een "L" ofwel een "H" op zijn uitgang genereren als de accuspanning het toegelaten gebied verlaat.

Comparatoren

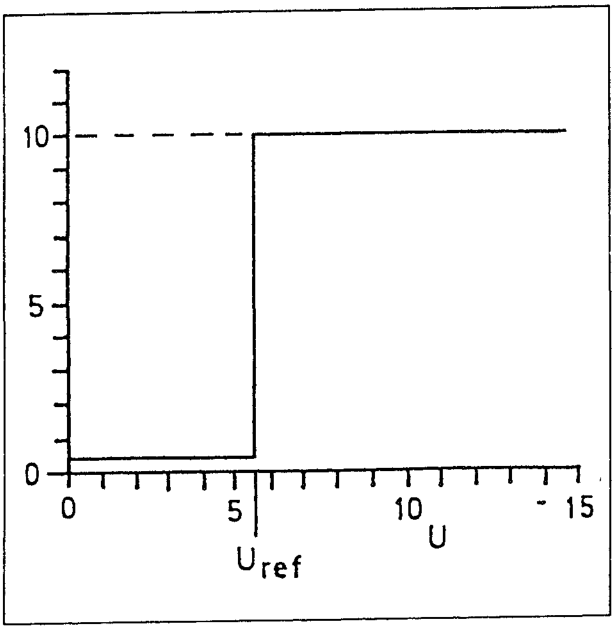
De comparator met positieve uitgangsreactie

Het basisschema van een comparator met positieve uitgangsreactie is getekend in figuur 10/1.7-4. De comparator bestaat uit een operationele versterker zonder terugkoppeling. Uit de algemene theorie van de werking van operationele versterkers kan men dus afleiden dat de uitgangsspanning gelijk zal zijn aan het spanningsverschil tussen beide ingangen vermenigvuldigd met de open lus versterking van de op-amp.

Deze laatste is erg groot, ligt meestal boven de 100.000. Het zal dus duidelijk zijn dat zelfs een spanningsverschil tussen de twee ingangen van enige mV leidt tot het vastlopen van de uitgang tegen de positieve of de negatieve voedingsspanning. Dit kleine spanningsverschil wordt immers minstens 100.000 maal versterkt! De inverterende ingang van de operationele versterker wordt aangesloten op de drempelspanning. In dit voorbeeld wordt deze gegenereerd door een zenerdiode ZD1. De drempel U_{ref} is in dit geval gelijk aan de zenerspanning, dus 5,6 V. De ingangsspanning wordt verbonden met de niet-inverterende ingang. De voorschakelweerstand R1 beschermt de operationele versterker tegen een te grote ingangsspanning. De transferkarakteristiek van de schakeling is getekend in figuur 10/1.7-5. Zolang de ingangsspanning kleiner is dan de zenerspanning zal de spanning op de inverterende ingang groter zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De uitgang van de operationele versterker loopt dan vast tegen de negatiewe voeding, in dit geval de massa.



Figuur 10/1.7-4: Het basisschema van een comparator met positieve uitgangsreactie.



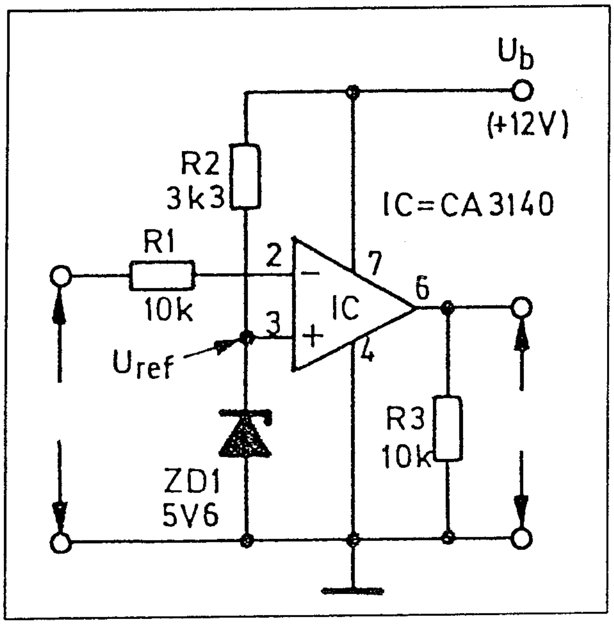
Figuur 10/1.7-5: De transferkarakteristiek van de schakeling van figuur 10/1.7-4.

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

Op het moment dat de ingangsspanning gelijk wordt aan de zenerspanning wordt de spanning op de inverterende ingang kleiner dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de operationele versterker vast loopt tegen de positieve voedingsspanning, dus "H" wordt.

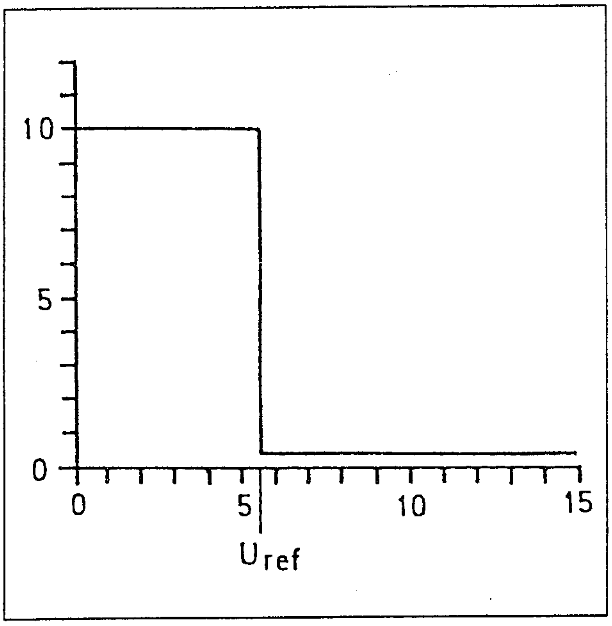
De comparator met negatieve uitgangsreactie

Het basisschema van deze schakeling is getekend in figuur 10/1.7-6. Het enige verschil met de vorige schakeling is dat de signalen op de twee ingangen van de operationele versterker omgewisseld worden. De referentiespanning van de zenerdiode, die de drempel van de comparator bepaalt, gaat nu naar de niet-inverterende ingang. De analoge ingangsspanning wordt met de inverterende ingang verbonden.



Figuur 10/1.7-6: Basisschema van de comparator met negatieve uitgangsreactie.

Het gevolg is dat de transferkarakteristiek geïnverteerd is, zie figuur 10/1.7-7. Als de ingangsspanning boven de drempelspanning stijgt, zal de uitgang van de comparator reageren met een negatieve sprong, dus van "H" naar "L" gaan.

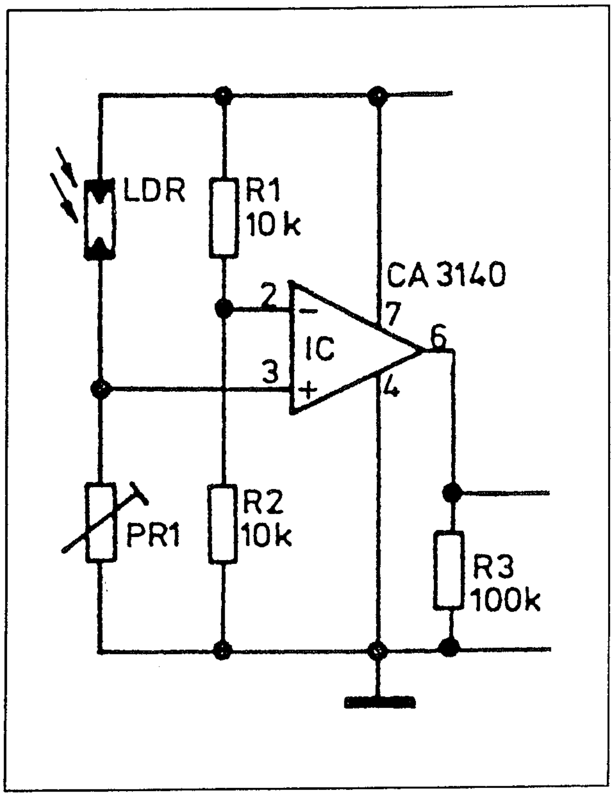


Figuur 10/1.7-7: De transferkarakteristiek van de schakeling van figuur 10/1.7-6.

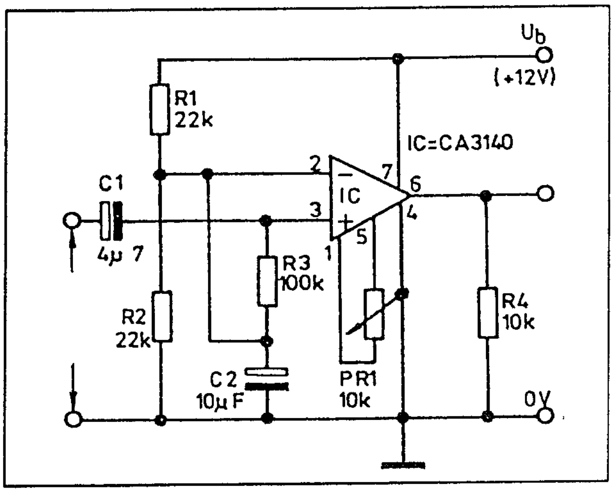
Toepassingsvoorbeelden van comparatoren

In figuur 10/1.7-8 is een eenvoudige toepassing van een comparator getekend. De schakeling wordt gebruikt voor het detecteren van de hoeveelheid licht die op een lichtgevoelige weerstand, een LDR, invalt. De inverterende ingang van de operationele versterker is aangesloten op een weerstandsdeler R1/R2. Deze legt de waarde van de drempelspanning vast op de helft van de voedingsspanning. Beide weerstanden zijn immers even groot. De LDR is ook opgenomen in een weerstandsdeler. De weerstand van de LDR vormt een weerstandsdeler met de instelpotentiometer PR1. Het knooppunt gaat naar de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Hoe meer licht er op de LDR invalt, hoe lager zijn weerstand zal zijn. Het gevolg is dat de spanning op de niet-inverterende ingang van de op-amp stijgt met de hoeveelheid omgevingslicht.

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren



Figuur 10/1.7-8: Een comparator word toegepast voor het detecteren van de sterkte van het omgevingslicht.



Figuur 10/1.7-9: Het omzetten van een sinus in een blokvormige spanning.

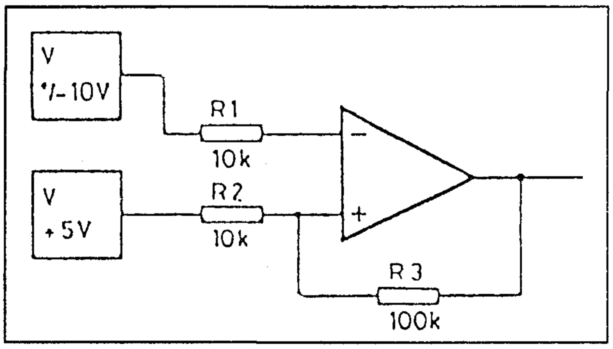
Bij maximale belichting van de LDR zal de uitgangsspanning van de comparator "H" zijn. Als de omgevingsbelichting daalt totdat de spanning op het knooppunt van LDR en PR1 daalt tot onder de drempelspanning zal de uitgang van de comparator omklappen en "L" worden. In figuur 10/1.7-9 wordt een comparator gebruikt om een sinusspanning om te zetten in een blokgolf. De inverterende ingang van de operationele versterker wordt door middel van de spanningsdeler R1/R2 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Deze spanning wordt ontkoppeld met behulp van de elco C2 en rechtstreeks aangeboden aan de inverterende ingang van de op-amp. De sinusoidale ingangsspanning wordt via de scheidingscondensator C1 aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker gelegd. Deze ingang gaat echter via weerstand R3 naar de drempelspanning op het knooppunt van R1 en R2. Het gevolg is dat de sinus wordt gesuperponeerd op de drempelspanning. Op het moment dat de sinus door nul gaat zal de spanning op de niet-inverterende ingang van de operationele versterker gelijk zijn aan de drempelspanning. Op dat moment schakelt de comparator om. Op de uitgang ontstaat dus een blokgolf die omschakelt van "L" naar "H" en van "H" naar "L" bij de nuldoorgang van de sinus. Met de potentiometer PR1 kan men de offset van de operationele versterker compenseren. Met deze potentiometer is het dus mogelijk het omschakelmoment van de schakeling tot op de mV te laten samenvallen met de nuldoorgang van de sinus op de ingang.

De comparator met hysteresis

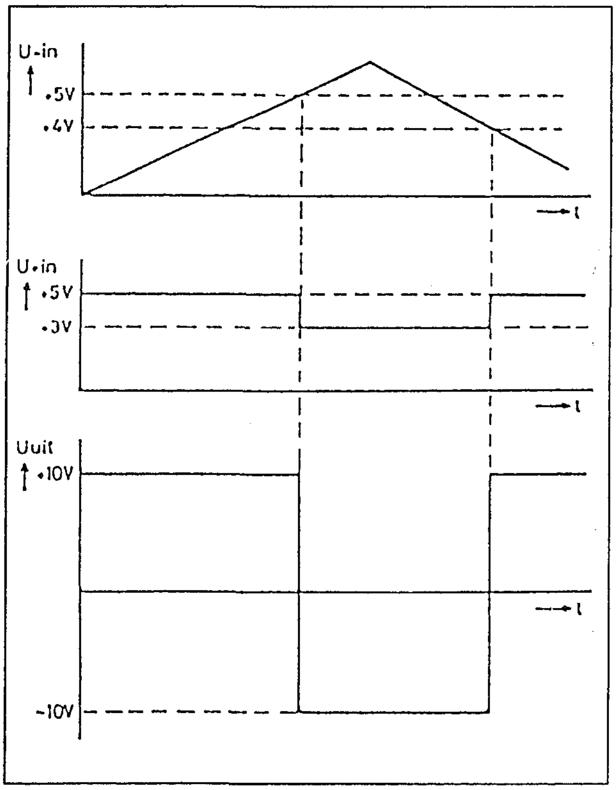
Het principeschema van een comparator met hysteresis is getekend in figuur 10/1.7-10. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 10/1.7-11. De niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt via weerstand R2 verbonden met de drempelspanning, in dit voorbeeld +5 V. De inverterende ingang gaat via weerstand R1 naar de ingangsspanning. Tussen de uitgang van de operationele versterker en de niet-inverterende ingang is een weerstand

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

R3 opgenomen. Deze weerstand is vele malen groter dan de weerstand R2. Als de ingangsspanning kleiner is dan de drempel van +5 V zal de uitgang van de schakeling "H" zijn.



Figuur 10/1.7-10: Het principeschema van een comparator met hysteresis.



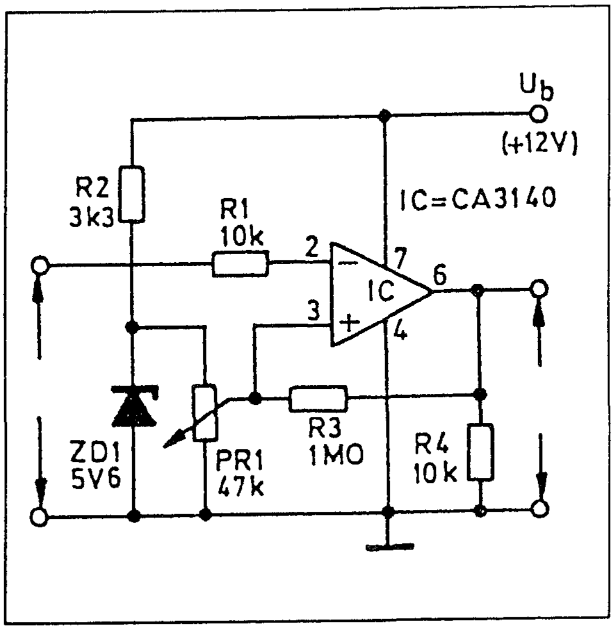
Figuur 10/1.7-11: De werking van de schakeling van figuur 10/1.7-10 grafisch toegelicht.

In dit voorbeeld wordt dit niveau gelijk gesteld aan +10 V. De niet-inverterende ingang staat op ongeveer +5 V. Als de ingangsspanning groter wordt dan +5 V zal de comparator omklappen.
De uitgang gaat dan naar "L", in dit voorbeeld -10 V. Deze spanning wordt via weerstand R3 teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de spanning op deze ingang gaat dalen naar ongeveer +3 V. Dat is de onderste waarde van de drempel. Het zal duidelijk zijn dat de schakeling nu in een stabiele stand is gezet. Kleine schommelingen op de ingangsspanning hebben geen invloed, omdat de drempelspanning met 2 V verlaagd is. Als de ingangsspanning gaat dalen zal de schakeling maar eerst omklappen als deze spanning gelijk wordt aan de onderste waarde van de drempel, dus +3 V. Op dat moment wordt de uitgang van de schakeling weer "H", dus +10 V en gaat de drempelspanning naar de bovenste waarde van +5 V. Ook nu is er weer een stabiele situatie gecreeerd omdat kleine schommelingen op de drempel nooit tot gevolg kunnen hebben dat de schakeling weer omklapt. In dit voorbeeld heeft de comparator een hysteresis van 2 V. Uiteraard kan men deze waarde variëren door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R3 aan te passen. Hoe groter de verhouding tussen deze weerstanden, hoe kleiner de waarde van de hysteresis zal zijn. Belangrijk is dat het hysteresis-effect alleen werkt als wordt teruggekoppeld van de uitgang naar de niet-inverterende ingang. Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat de terugkoppeling geen tegenkoppeling is, maar een meekoppeling. Dat kan alleen als met terugkoppelt naar de niet-inverterende ingang.

Toepassingen van comparatoren met hysteresis

In figuur 10/1.7-12 is een eenvoudige toepassing gegeven van een comparator met hysteresis. Nu wordt de drempelspanning aangelegd aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker.

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren



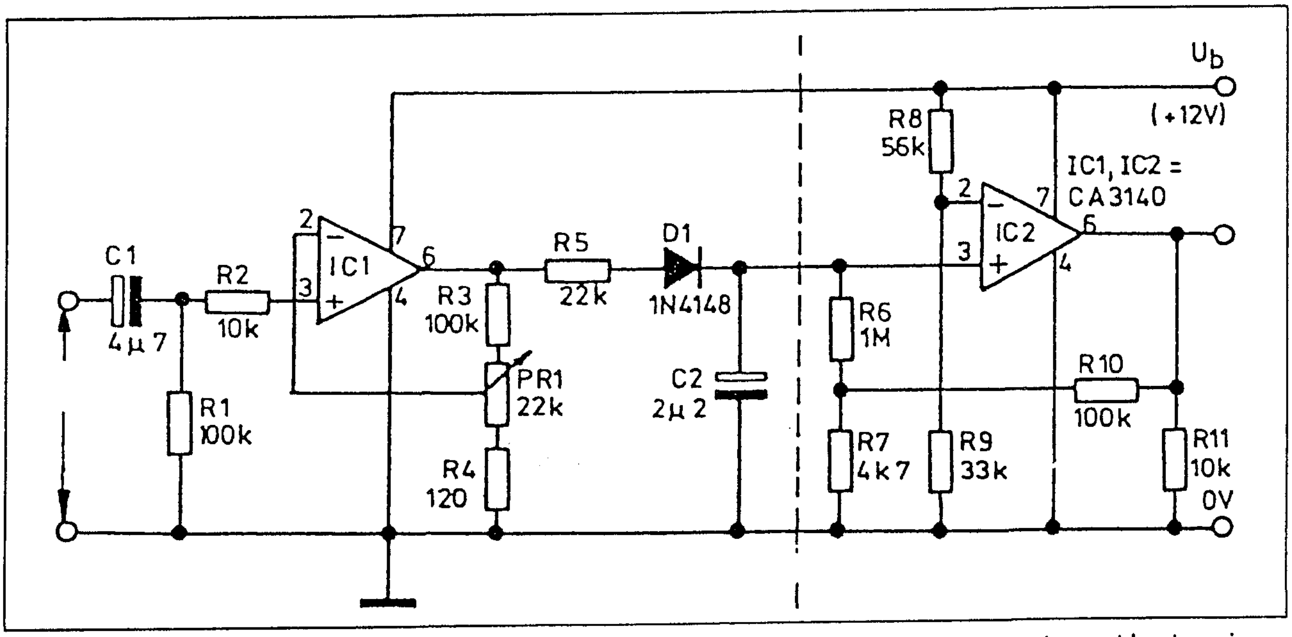
Figuur 10/1.7-12: Een toepassing van een comparator met hysteresis.

De weerstand R3 vormt de terugkoppeling die verantwoordelijk is voor het ontstaan van de hysteresis. De ingangsspanning wordt via weerstand R1 aangeboden aan de inverterende ingang van de comparator.

In figuur 10/1.7-13 wordt een schakeling gegeven waarmee men een overspanningsdetector voor wisselspanning kan maken. De eerste operationele versterker IC1 werkt als versterker. Nadien volgt een klassieke gelijkrichting van het versterkte signaal met de diode D1 en de afvlakelco C2. De spanning over de elco is recht evenredig met de topwaarde van de ingangsspanning.

Deze gelijkgerichte spanning wordt in de als comparator geschakelde operationele versterker IC2 vergeleken met een drempel, waarvan de waarde wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R8 en R9. Let ook nu op de terugkoppeling van de uitgang naar de niet-inverterende ingang middels de weerstand R10.

De waarde van de hysteresis is hier niet alleen afhankelijk van de waarde van de weerstand R10, maar ook van de verhouding tussen de weerstanden R6 en R7. Men zou deze twee weerstanden bijvoorbeeld door een potentiometer kunnen vervangen.

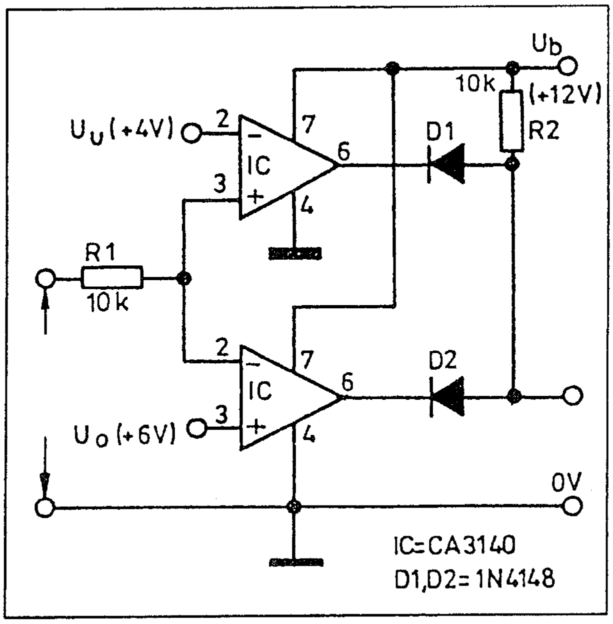


Figuur 10/1.7-13: Een overspanningsdetector voor wisselspanningen met een comparator met hysteresis.

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

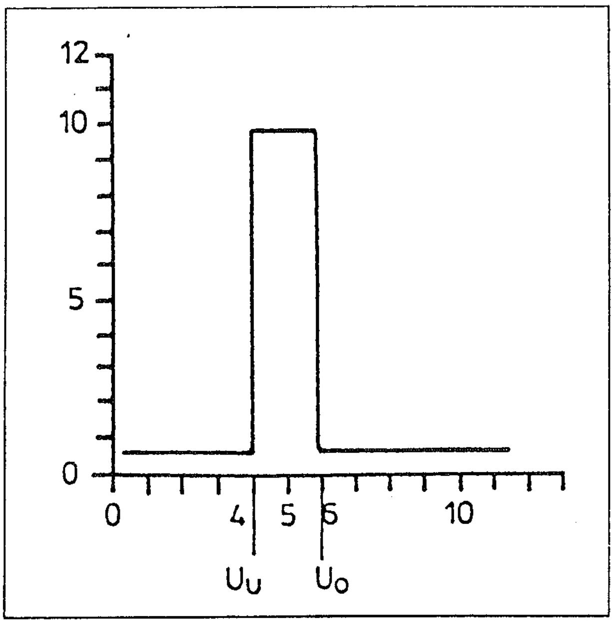
Discriminatoren

De discriminator met positief venster
Het basisschema van een discriminator met positief venster is getekend in figuur 10/1.7-14. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de transferkarakteristiek van figuur 10/1.7-15.



Figuur 10/1.7-14: Basisschema van een discriminator met positief venster.

spanning kleiner is dan de onderste drempel van +4 V zal de uitgang van de bovenste operationele versterker "L" zijn. De diode D1 gaat geleiden, er vloeit stroom door de weerstand R2 met als gevolg dat de gemeenschappelijke uitgang naar "L" wordt getrokken.



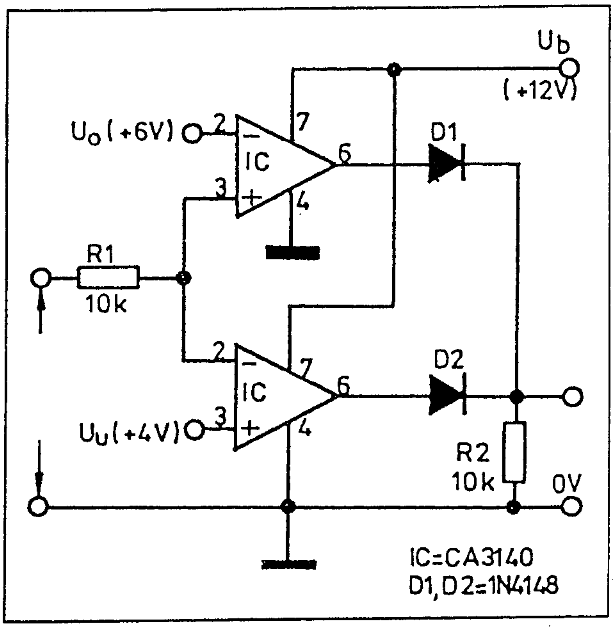
Figuur 10/1.7-15: De transferkarakteristiek van de schakeling van figuur 10/1.7-14.

De schakeling bestaat uit twee comparatoren waarvan de uitgangen worden gecombineerd tot één gemeenschappelijke uitgang. Dat procédé is te vergelijken met het "wired-OR" principe dat in de digitale techniek wordt toegepast. De twee dioden D1 en D2 zorgen ervoor dat dit zonder bezwaar kan. De bovenste operationele versterker krijgt een drempel U_U van +4 V aangeboden op de inverterende ingang. De onderste comparator ontvangt zijn drempel U_O van +6 V op zijn niet-inverterende ingang. De ingangsspanning wordt via de weerstand R1 aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de bovenste comparator en aan de inverterende ingang van de onderste comparator. De schakeling werkt als volgt. Als de ingangs-

Als de ingangsspanning tussen beide drempels ligt zal de uitgang van de bovenste operationele versterker "H" zijn. De diode D1 spert en deze diode trekt dus geen stroom door de weerstand R2. De uitgang van de onderste comparator is ook "H" met als gevolg dat ook de diode D2 spert en geen stroom door R2 laat vloeien. Het algemene gevolg van beide acties is dat beide dioden sperren, er geen stroom door R2 vloeit en de uitgang "H" wordt. Als de ingangsspanning tot boven de bovenste drempel van +6 V stijgt zal de uitgang van de onderste operationele versterker "L" worden. Nu gaat D2 geleiden en deze geleidende diode zorgt ervoor dat er door de weerstand R2 een stroom vloeit. De gemeenschappelijke uit-

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

gang van de schakeling wordt bijgevolg weer "L". Conclusie: de uitgang van de discriminator is dan en alleen dan "H" als de ingangsspanning tussen beide drempelspanningen ligt.



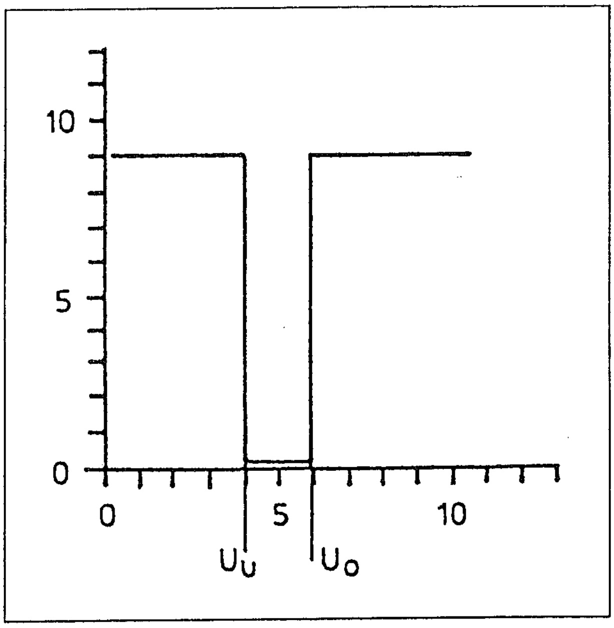
Figuur 10/1.7-16: Een discriminator met negatief venster.

De discriminator met negatief venster

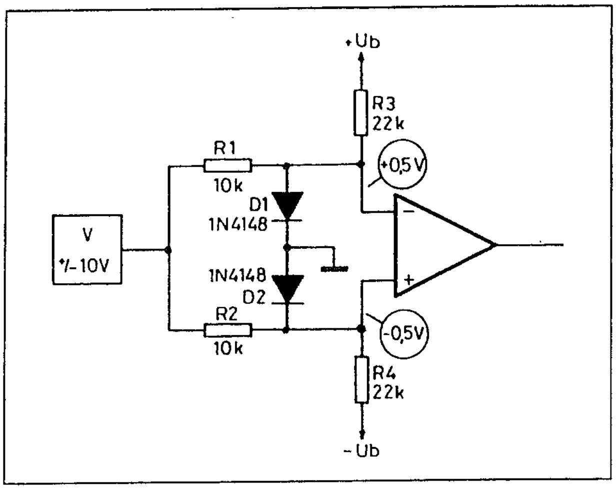
In de figuren 10/1.7-16 en -17 zijn het basisschema en de transferkarakteristiek gegeven van een discriminator met negatief venster. Het enige verschil is dat beide drempels verwisseld zijn en dat de uitgangsstructuur anders is samengesteld. De werking van de schakeling kan op dezelfde manier worden verklaard als bij de discrinator met positief venster.

De discriminator met enkele op-amp

Het voordeel van de beschreven discriminatorschakelingen is dat men de twee drempels volledig onafhankelijk van elkaar kan instellen. In de voorbeelden lagen de drempels op +4 V en +6 V. In de praktijk is het mogelijk deze waarden aan de specifieke toepassing aan te passen. Nadeel van de schakeling is dat men twee operationele versterkers nodig heeft.



Figuur 10/1.7-17: Transferkarakteristiek van de schakeling van figuur 10/1.7-16.

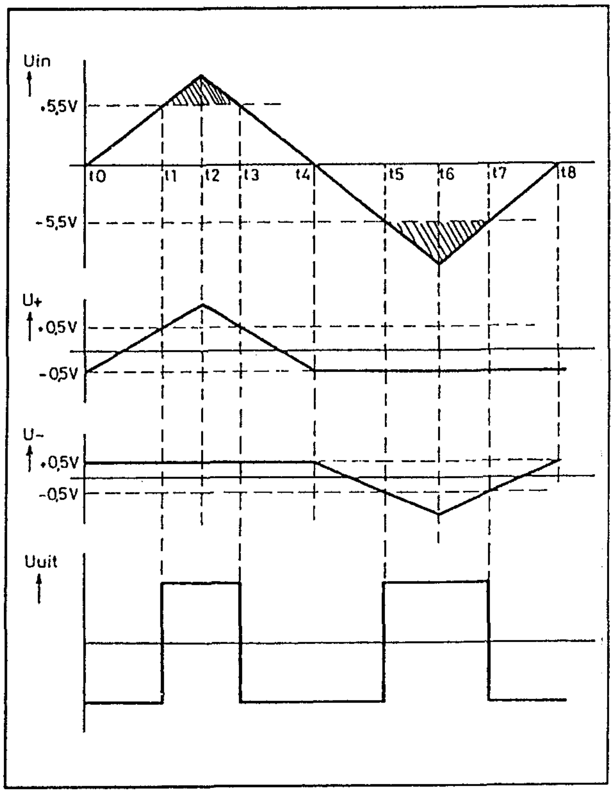


Figuur 10/1.7-18: Principeschema van een discriminator met slechts één operationele versterker.

Als men de drempels symmetrisch ten opzichte van de massa kan instellen en de schakeling bovendien uit symmetrische voedingsspanningen kan voeden, is het mogelijk de schakeling van een discriminator aanzienlijk te vereenvoudigen. In figuur 10/1.7-18 is het schema getekend van een discriminator die maar één operationele ver-

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

sterker nodig heeft en de ingangsspanning vergelijkt met twee symmetrische drempels van +0,5 V en -0,5 V. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 10/1.7-19.



Figuur 10/1.7-19: De spanningsvormen uit de schakeling van figuur 10/1.7-18.

De twee ingangen van de operationele versterker worden ingesteld op respectievelijk +0,5 V en -0,5 V. Daarvoor zijn de siliciumdioden D1 en D2 verantwoordelijk met hun voorschakelweerstanden R3 en R4. Deze weerstanden worden gevoed uit de positieve en de negatieve voeding en sturen de dioden met een bepaalde stroom. Over de dioden ontstaan de geleidingsspanningen die ongeveer 0,5 V groot zijn. Als de ingangsspanning van de schakeling gelijk is aan 0 V zal de uitgang van de discriminator "L" zijn. De inverterende ingang van de operationele versterker is dan immers positiever dan de niet-inverterende ingang en dit spanningsverschil wordt ongeveer 100.000 maal versterkt. Als de ingangsspanning stijgt zal dit verschijnsel geen invloed hebben op de inverterende ingang van de op-amp. De geleidende diode D1 zorgt er immers voor dat deze ingang constant op een spanning van +0,5 V blijft staan. De niet-inverterende ingang staat echter ingesteld op een spanning van -0,5 V. Het stijgen van de ingangsspanning heeft tot gevolg dat er een stroom gaat lopen door de serieschakeling van de weerstanden R2 en R4. De spanning op hun knooppunt zal langzaam stijgen. Bij een bepaalde spanning op de ingang wordt de spanning op dit knooppunt gelijk aan +0,5 V. De spanning op de niet-inverterende ingang wordt dan groter dan de diodespanning op de inverterende ingang, met als gevolg dat de comparator omklapt en een "H" op zijn uitgang zet. De grootte van de ingangsspanning waarbij dit verschijnsel optreedt wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R4. Ook de grootte van de voedingsspanning speelt daarbij een rol. Omdat de schakeling symmetrisch is opgebouwd zal het duidelijk zijn dat hetzelfde verhaal geldt als de ingangsspanning kleiner wordt dan 0 V. Dan blijft de spanning op de niet-inverterende ingang van de operationele versterker constant op -0,5 V en zal de spanning op de inverterende ingang langzaam dalen. Als deze gelijk wordt aan -0,5 V klapt de schakeling om en de uitgang wordt positief oftewel "H". De ingangsspanning waarbij dit verschijnsel zich voordoet is uiteraard afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R3 en van de waarde van de positieve voedingsspanning.

1.7 Operationele versterkers als comparatoren en discriminatoren

10/2

Bipolaire operationele versterkers

Inhoud

MC 1537	1 mV		12 V/μs
μA 1558	1 mV	1,1 MHz	0,8 V/μs
MC 1747	1 mV		0,5 V/μs
TE 1761	4 mV		
LH 2011	0,1 mV		
RC 2041	0,3 mV	7 MHz	3,0 V/μs
RC 2043	0,3 mV	14 MHz	6 V/μs
LH 2101	2 mV		
MP 2108	0,7 mV		
LH 2108	2 mV		
LH 2201	2 mV		
MP 2208	0,3 mV		
LH 2301	7,5 mV		
MP 2308	2,0 mV		
TBC 2332	10 mV		0,5 V/μs
TBE 2335	10 mV		
TAE 2453	5,5 mV		1 V/μs

10/2.2

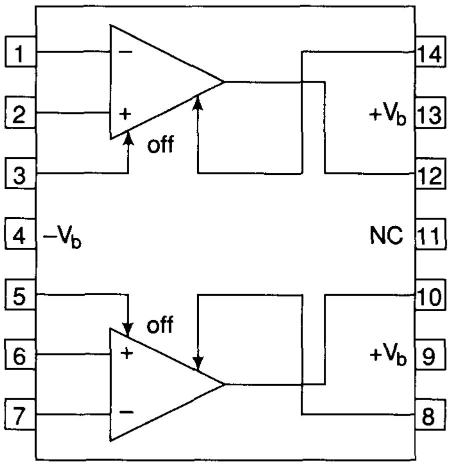
Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

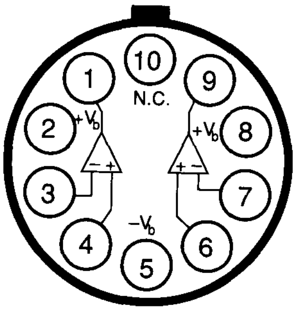
MPOP 03 A

0,3 mV, 9,0 kHz, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		0,3	0,75	mV
offset-stroom		0,5	5,0	nA
bias-stroom		18	50	nA
versterking	100	250		V/mV
bandbreedte	4,0	9,0		kHz
slew-rate	0,25	0,5		V/μs
ingangsspanning		+/−13		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	85	100		dB
cross-talk	100			dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



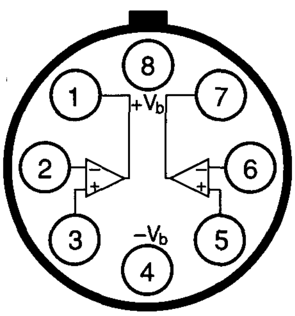


2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

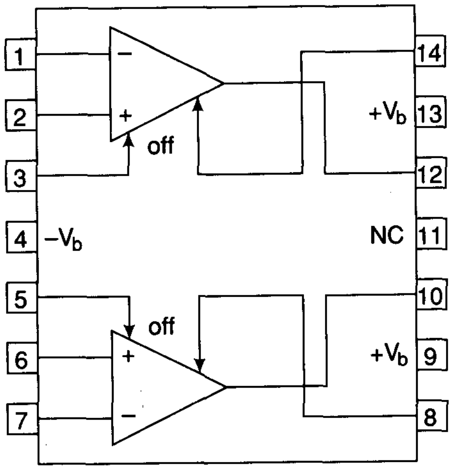
MPOP 04

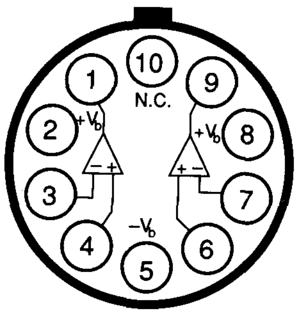
1,0 mV, 9,0 kHz, 0,5 V/μs

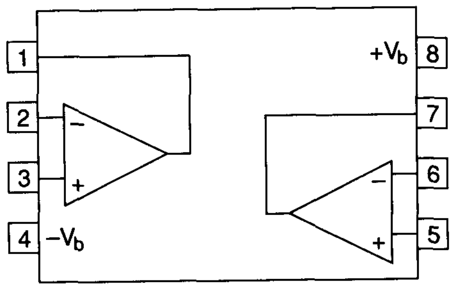
parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1,0	2,0	mV
offset-stroom		1,0	5,0	nA
bias-stroom		20,0	75,0	nA
versterking	50	200		V/mV
bandbreedte	4,0	9,0		kHz
slew-rate	0,25	0,5		V/μs
ingangsspanning			+/−V_b	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	95		dB
cross-talk	100			dB
fabrikant(en)	M.P.S.			



BEHUIZING(EN)







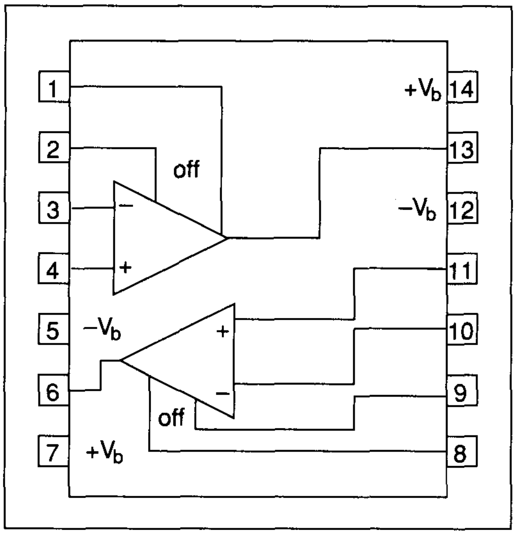
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MPOP 10

0,2 mV, 0,17 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		0,2	0,5	mV
offset-stroom		1,0	2,8	nA
bias-stroom		1,0	3,0	nA
versterking	150	500		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,17		V/μs
ingangsspanning	+/−13	+/−14		V
uitgangsspanning	+/−10,5	+/−12,0		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	110	126		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



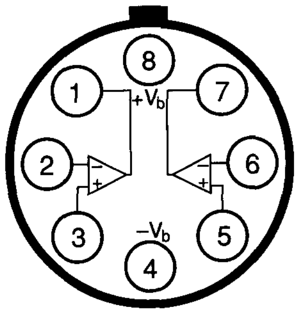
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

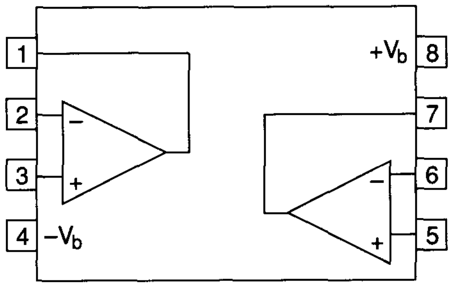
MPOP 14

1,0 mV, 9,0 kHz, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1,0	2,0	mV
offset-stroom		1,0	5,0	nA
bias-stroom		20	75	nA
versterking	50	200		V/mV
bandbreedte	4,0	9,0		kHz
slew-rate	0,25	0,5		V/μs
ingangsspanning	+/−10	+/−13		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	95		dB
cross-talk	100			dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)





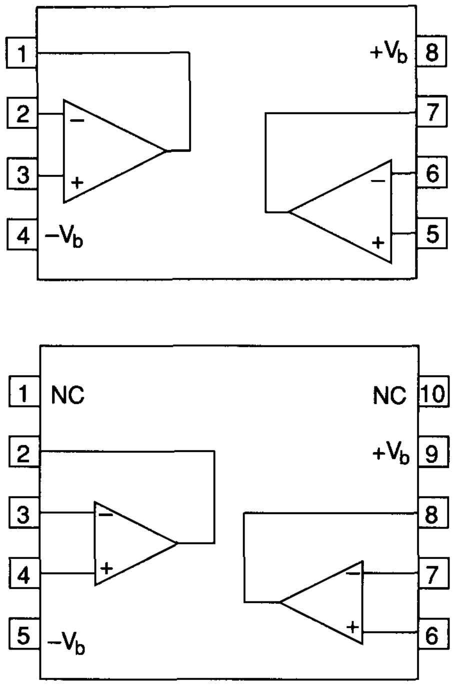
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TL 022 M

1 mV, 500 kHz, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	6	mV
offset-stroom		5	40	nA
bias-stroom		50	100	nA
versterking	72	86		dB
bandbreedte		500		kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsspanning	+/−10	+/−13		V
uitgangsstroom		+/−6		mA
C M R R	60	72		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	T.I.			

BEHUIZING(EN)



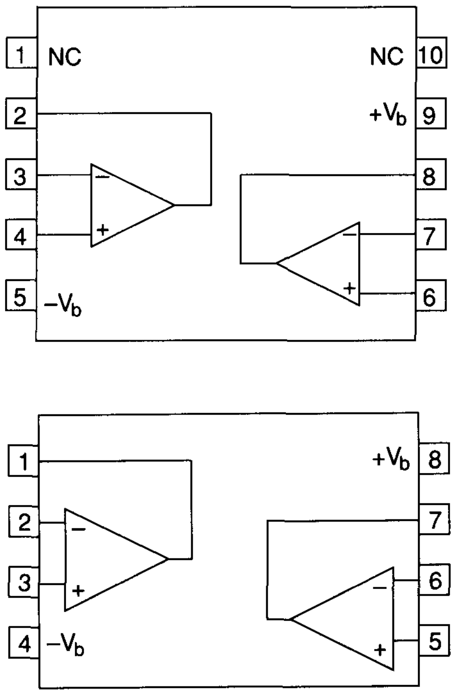
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LM 158

3 mV, 1 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			32	V
voedingsstroom		0,7	1,2	mA
offset-spanning		3	7	mV
offset-stroom		2	30	nA
bias-stroom		−20	−150	nA
versterking	50	100		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning	−0,3		32	V
uitgangsspanning			26	V
uitgangsstroom			20	mA
C M R R	70	80		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	S.G.S., T.I., MOT, SIGN, N.S.			

BEHUIZING(EN)



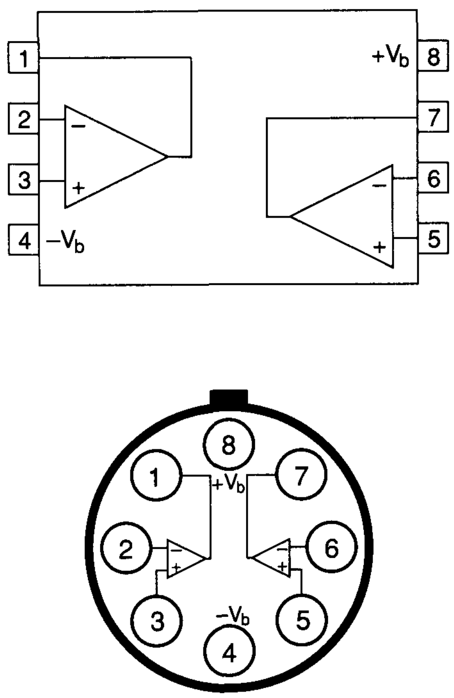
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TDBO 158

2 mV, 1 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		15	32	V
voedingsstroom		1	2	mA
offset-spanning		2	7	mV
offset-stroom		5	50	nA
bias-stroom		45	250	nA
versterking	25	100		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning			30,5	V
uitgangsspanning			30,5	V
uitgangsstroom	20	40		mA
C M R R	65	70		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	THOMSON			

BEHUIZING(EN)



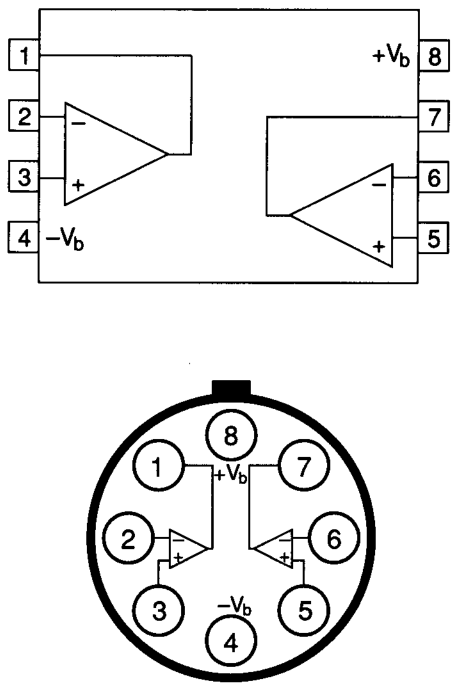
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

CA 158

1 mV, 1 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−16	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	3	mV
offset-stroom		2	15	nA
bias-stroom		40	80	nA
versterking	50	100		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning			+/−13,5	V
uitgangsspanning			+/−13,5	V
uitgangsstroom	20	40		mA
C M R R	70	85		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	R.C.A.			

BEHUIZING(EN)



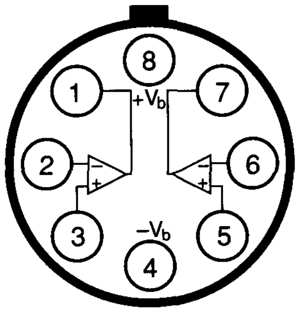
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

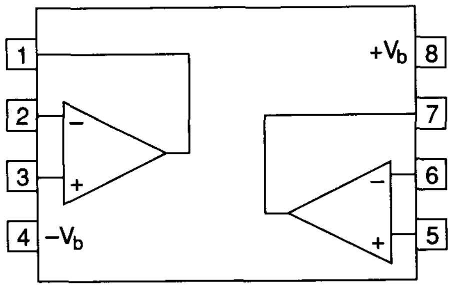
LS 204

0,5 mV, 3,0 MHz, 1,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		0,7	1	mA
offset-spanning		0,5	2,5	mV
offset-stroom		5	20	nA
bias-stroom		50	150	nA
versterking	90	100		dB
bandbreedte	1,8	3,0		MHz
slew-rate	0,8	1,5		V/μs
ingangsspanning			+/−18	V
uitgangsspanning	+/−13			V
uitgangsstroom		23		mA
C M R R	90			dB
cross-talk	100	120		dB
fabrikant(en)	S.G.S.			

BEHUIZING(EN)





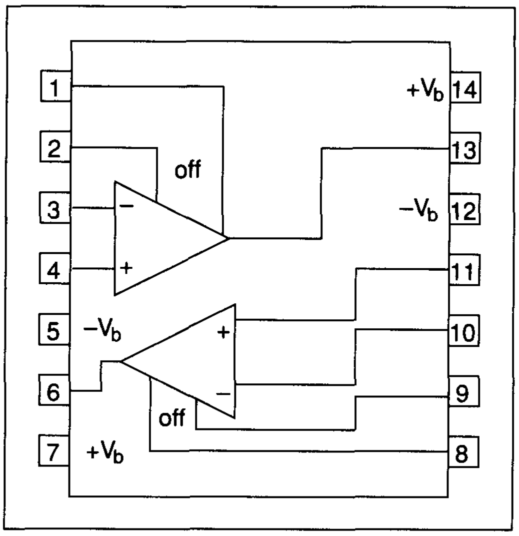
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MPOP 207 A

0,035 mV, 0,2 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		35	100	μV
offset-stroom		0,9	2,8	nA
bias-stroom		1,0	3,0	nA
versterking	200	500		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,2		V/μs
ingangsspanning	+/−13		+/−30	V
uitgangsspanning	+/−12,5	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	106	123		dB
cross-talk		126		dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



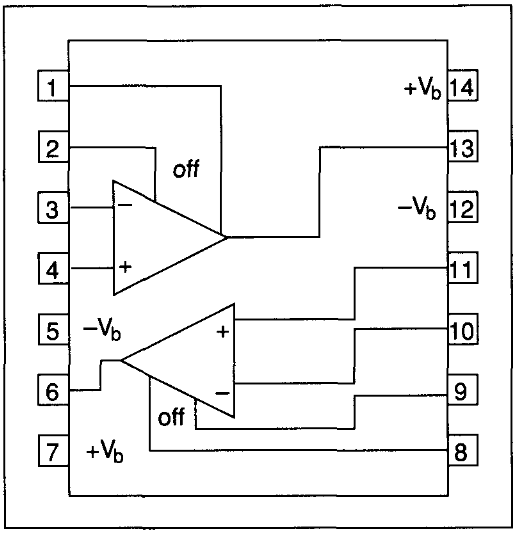
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MPOP 227

0,02 mV, 8,0 MHz, 2,8 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		20	80	μV
offset-stroom		7	35	nA
bias-stroom		10	40	nA
versterking	1000	1800		V/mV
bandbreedte	5,0	8,0		MHz
slew-rate	1,7	2,8		V/μs
ingangsspanning	+/−11,0		+/−12,3	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,8		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	114	126		dB
cross-talk	126	154		dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



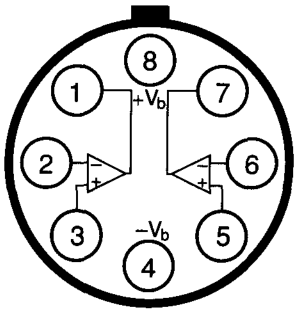
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

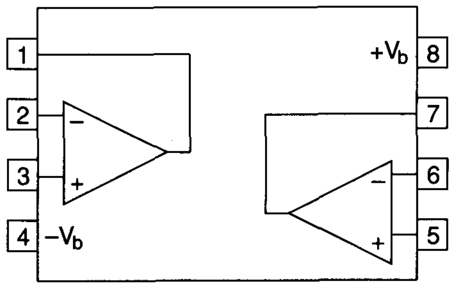
LM 258

2 mV, 1 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		12	26	V
voedingsstroom		1	2	mA
offset-spanning		2	5	mV
offset-stroom		3	30	nA
bias-stroom				pA
versterking	50	100		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning			$V_b - 1{,}5$	V
uitgangsspanning			$V_b - 1{,}5$	V
uitgangsstroom	20	40		mA
CMRR	70	85		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	S.G.S., MOT, N.S.			

BEHUIZING(EN)





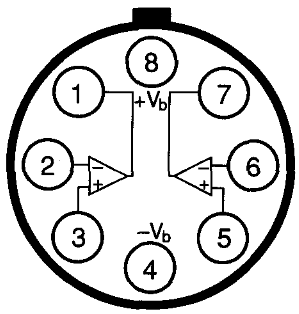
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

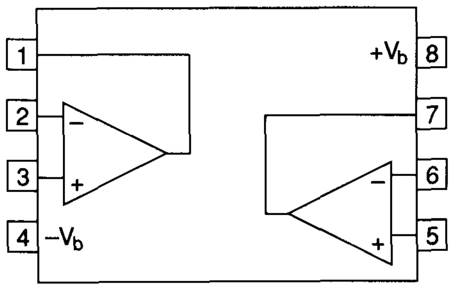
CA 258 A

1 mV, 1 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		5	32	V
voedingsstroom		1,5	3	mA
offset-spanning		1	3	mV
offset-stroom		2	15	nA
bias-stroom		40	80	nA
versterking				dB
bandbreedte		1		MHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning			V_b −1,5	V
uitgangsspanning			V_b −1,5	V
uitgangsstroom	20	40		mA
C M R R	70	85		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	R.C.A.			

BEHUIZING(EN)





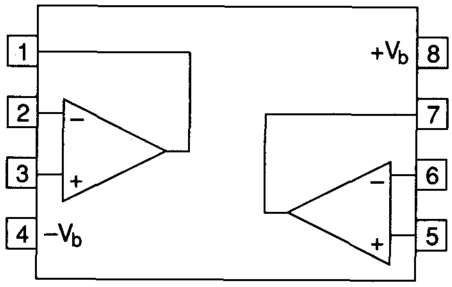
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TL 292 M

20 MHz, 50 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning				V
voedingsstroom				mA
offset-spanning				mV
offset-stroom				pA
bias-stroom				pA
versterking		34		dB
bandbreedte		20		MHz
slew-rate		50		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	T.I.			

BEHUIZING(EN)



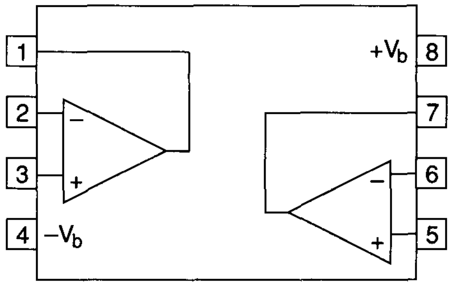
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TL 322 M

2 mV, 1 MHz, 0,6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	3	15	36	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		2	8	mV
offset-stroom		30	75	nA
bias-stroom		200	500	nA
versterking	25	200		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		0,6		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			V_b −1,7	V
uitgangsstroom	10	30	45	mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	T.I.			

BEHUIZING(EN)



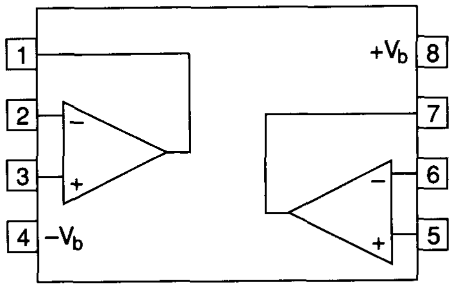
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

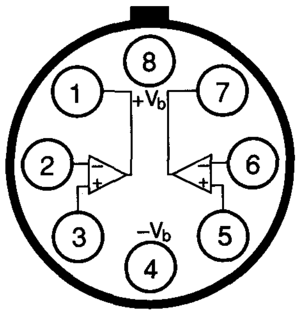
LM 358

2 mV, 1 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−32	V
voedingsstroom		1	2	mA
offset-spanning		2	7	mV
offset-stroom		5	50	nA
bias-stroom		45	250	nA
versterking	25	100		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning			$+/-V_b$ +/−1,5	V
uitgangsspanning			$+/-V_b$ +/−1,5	V
uitgangsstroom	20	40		mA
C M R R	65	70		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	MOT, S.G.S, SIGN, N.S., RAY.			

BEHUIZING(EN)





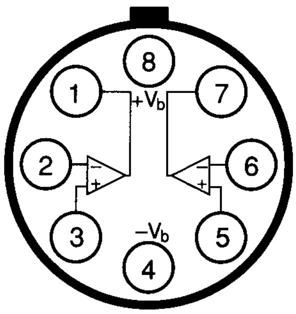
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

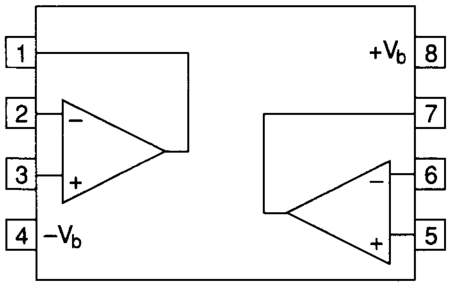
CA 358

2 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		5	32	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		2	3	mV
offset-stroom		5	30	nA
bias-stroom		45	100	nA
versterking	50	100		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning			$V_b - 1{,}5$	V
uitgangsspanning			$V_b - 1{,}5$	V
uitgangsstroom	20	40		mA
C M R R	70	85		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	R.C.A.			

BEHUIZING(EN)





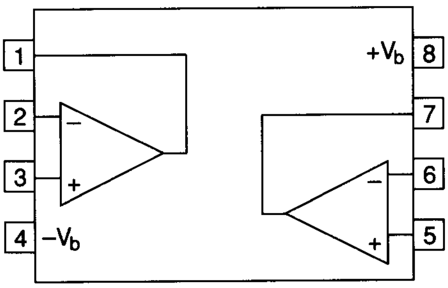
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

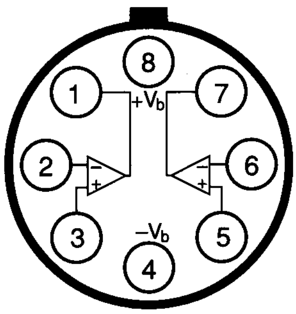
SA 532

2 mV, 1 MHz, 0,3 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−5	+/−16	V
voedingsstroom		1,0	2,0	mA
offset-spanning		2	5	mV
offset-stroom		3	30	nA
bias-stroom		45	150	pA
versterking	50	100		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		0,3		V/µs
ingangsspanning			V_b +/−1,5	V
uitgangsspanning			V_b +/−1,5	V
uitgangsstroom	20	40		mA
C M R R	70	85		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	SIGNETICS			

BEHUIZING(EN)





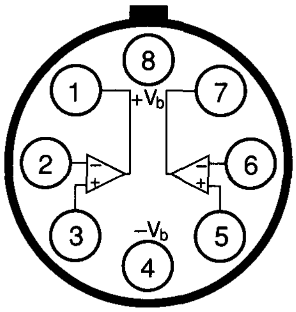
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

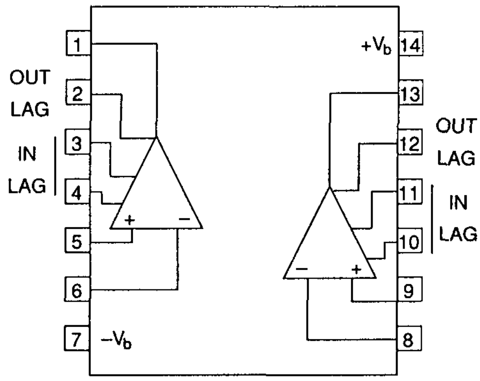
μA 739 C

1 mV, 0,3 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−6	+/−18	V
voedingsstroom		9	14	mA
offset-spanning		1	6	mV
offset-stroom		50	1000	nA
bias-stroom		300	2000	nA
versterking	6,5	20		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,3		V/μs
ingangsspanning			−10 +11	V
uitgangsspanning			+13 −15	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		140		dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)





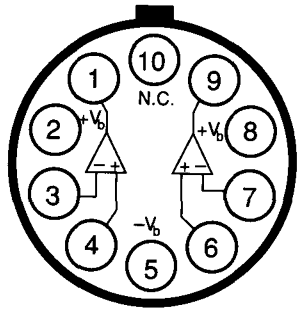
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

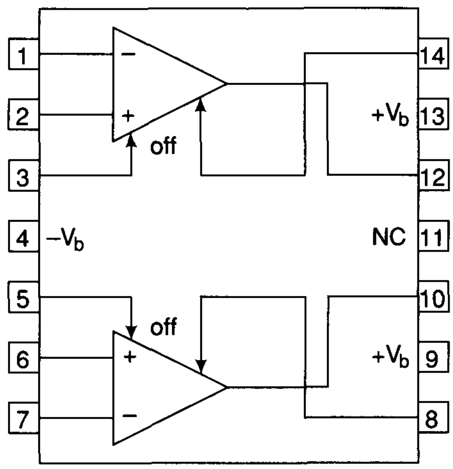
RC 747

2 mV, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		2	6	mV
offset-stroom		20	200	nA
bias-stroom		80	500	nA
versterking	50	200		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning	+/−12		+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		98		dB
fabrikant(en)	RAYTHEON			

BEHUIZING(EN)





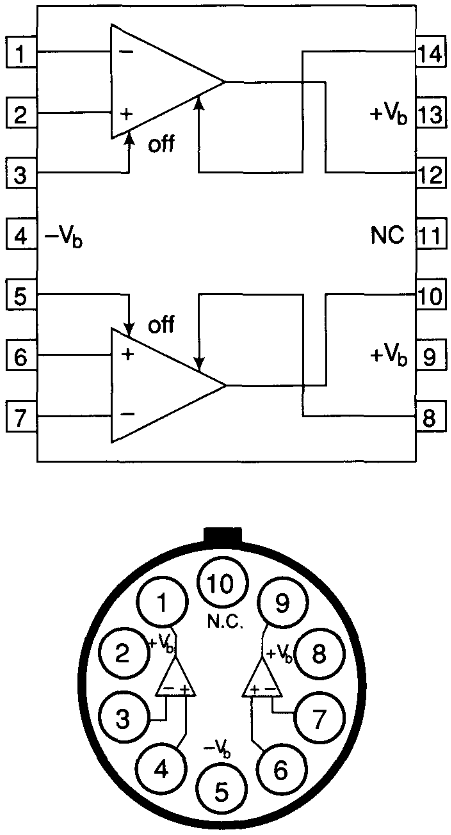
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

μA 747

1 mV, 1 MHz, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		3,4	5,6	mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		20	200	nA
bias-stroom		80	500	nA
versterking	30	150		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom		25		mA
C M R R				dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)



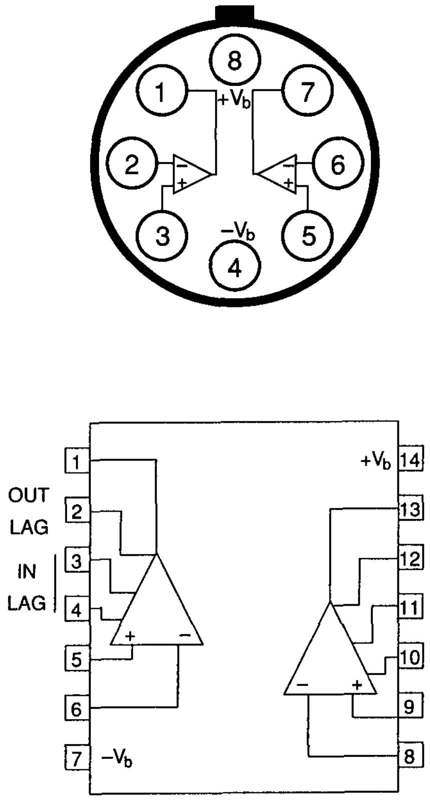
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

µA 749 D

1 mV, 1 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−6	+/−18	V
voedingsstroom		2	4,5	mA
offset-spanning		1	10	mV
offset-stroom		50	600	nA
bias-stroom		300	1500	nA
versterking	10	20		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		1		V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		140		dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)



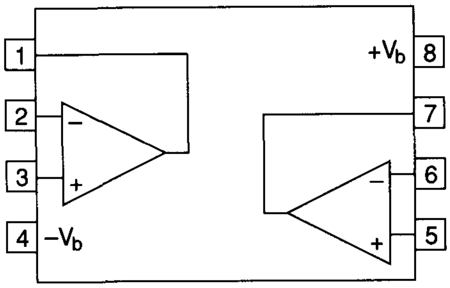
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

μA 772

10 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom			2,8	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom			100	nA
bias-stroom		50	200	nA
versterking	50	100		V/mV
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+15 −12	V
uitgangsspanning		+/−10		V
uitgangsstroom		25		mA
C M R R	70			dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)



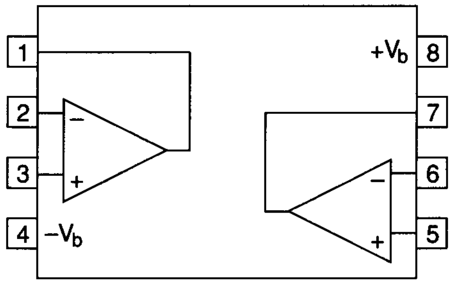
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

μA 798

2 mV, 1 MHz, 0,6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		2	4	mA
offset-spanning		2	6	mV
offset-stroom		10	50	nA
bias-stroom		50	250	nA
versterking	20	200		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		0,6		V/μs
ingangsspanning			+/−30	V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom		30		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)



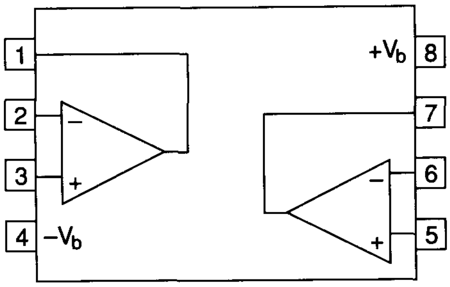
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TSC 913

0,005 mV, 1,5 MHz, 2,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−3	+/−5	+/−9	V
voedingsstroom		0,65	0,85	mA
offset-spanning		5	15	μV
offset-stroom		5	20	pA
bias-stroom			90	pA
versterking	115	120		dB
bandbreedte		1,5		MHz
slew-rate		2,5		V/μs
ingangsspanning			+/−V_b	V
uitgangsspanning			V_b+/−2	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	110	116		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	TELEDYNE			

BEHUIZING(EN)



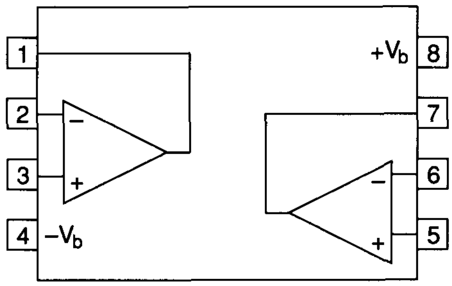
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TEB 1033

0,5 mV, 2,5 MHz, 1 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		0,8	1,5	mA
offset-spanning		0,5	3,5	mV
offset-stroom		12	50	nA
bias-stroom		100	300	nA
versterking	86	100		dB
bandbreedte		2,5		MHz
slew-rate		1		V/μs
ingangsspanning			+/−18	V
uitgangsspanning			+/−13	V
uitgangsstroom		23		mA
C M R R	86			dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	THOMSON			

BEHUIZING(EN)



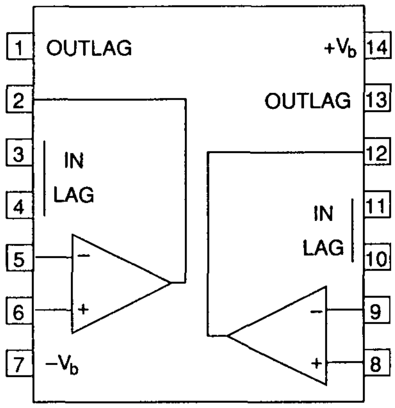
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MC 1437

1 mV, 1 MHz, 12 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	7,5	mV
offset-stroom		50	500	nA
bias-stroom		0,4	1,5	μA
versterking	15	45		V/mV
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		12		V/μs
ingangsspanning			+/−18	V
uitgangsspanning	+/−12		+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	65	100		dB
cross-talk		90		dB
fabrikant(en)	MOTOROLA			

BEHUIZING(EN)



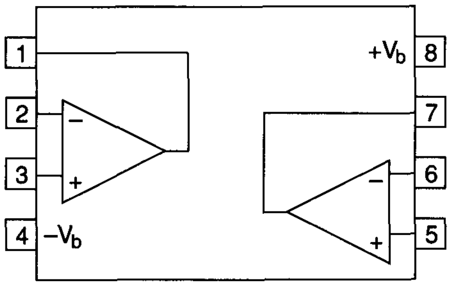
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

XR 1458

1 mV, 0,5 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		20	200	nA
bias-stroom		80	500	nA
versterking	50	200		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom		20		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	EXAR			

BEHUIZING(EN)



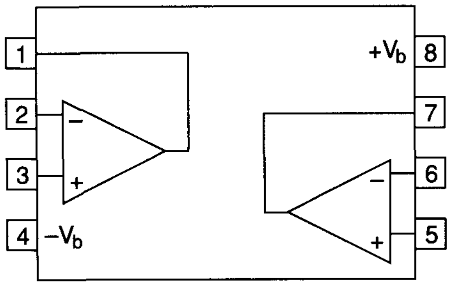
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TBB 1458 B

6 mV, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−4		+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		6		mV
offset-stroom		20	200	nA
bias-stroom		80	500	nA
versterking	86	100		dB
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning			+/−13	V
uitgangsstroom		18		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Siemens			

BEHUIZING(EN)



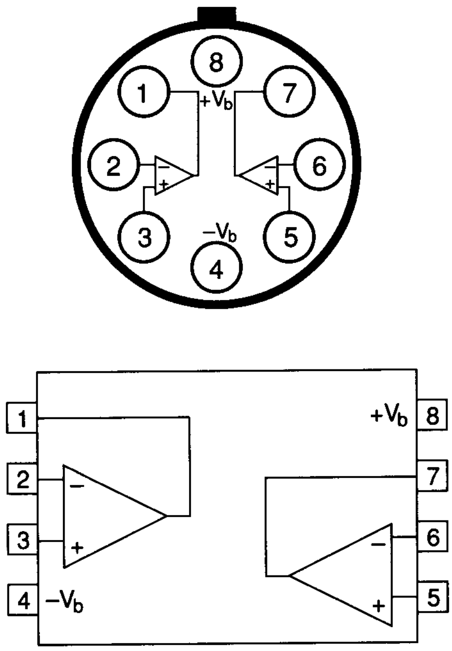
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LM 1458

1 mV, 8 MHz, 5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		2,5	3,0	mA
offset-spanning		1	3	mV
offset-stroom		1	30	nA
bias-stroom		35	100	nA
versterking	20	40		V/mV
bandbreedte		8		MHz
slew-rate		5		V/μs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning	+/−13	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	HARRIS			

BEHUIZING(EN)



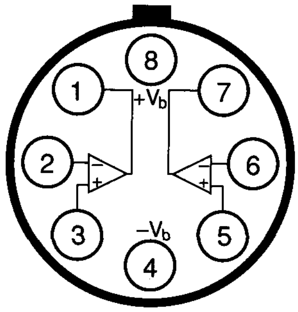
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

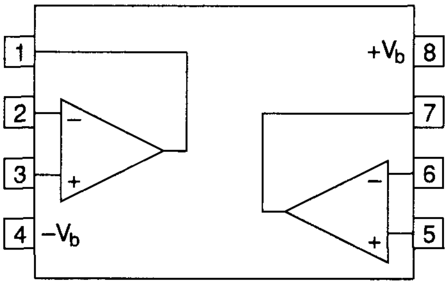
µA 1458 C

2 mV, 1,1 MHz, 0,8 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		2,3	8,0	mA
offset-spanning		2	10	mV
offset-stroom		30	300	nA
bias-stroom		200	700	nA
versterking	20	100		V/mV
bandbreedte		1,1		MHz
slew-rate		0,8		V/µs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning	+/−12		+/−14	V
uitgangsstroom		20		mA
C M R R	60	90		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)





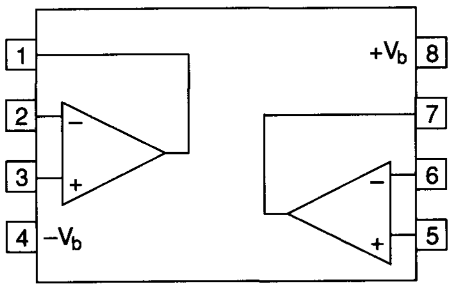
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MC 1458

2 mV, 0,8 MHz, 0,8 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		2,3	8	mA
offset-spanning		2	10	mV
offset-stroom		20	300	nA
bias-stroom		80	700	nA
versterking	88			dB
bandbreedte		0,8		MHz
slew-rate		0,8		V/μs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom		20		mA
C M R R	90			dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	MOT, S.G.S			

BEHUIZING(EN)



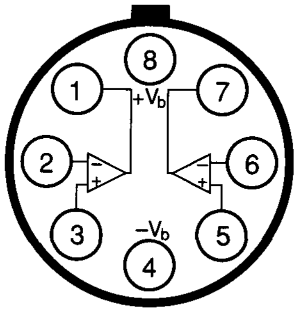
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

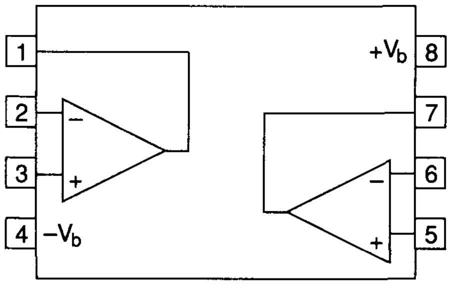
CA 1458

2 mV, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,7	2,8	mA
offset-spanning		2	6	mV
offset-stroom		20	200	nA
bias-stroom		80	500	nA
versterking	20	200		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning	+/−12		+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	R.C.A.			

BEHUIZING(EN)





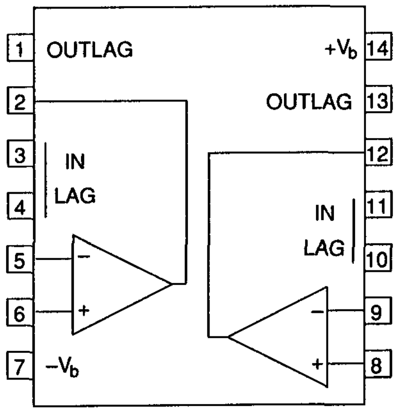
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MC 1537

1 mV, 12 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		50	200	nA
bias-stroom		200	500	nA
versterking	25	45		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		12		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		90		dB
fabrikant(en)	MOTOROLA			

BEHUIZING(EN)



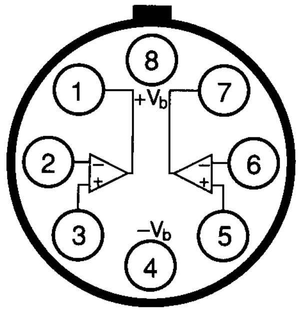
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

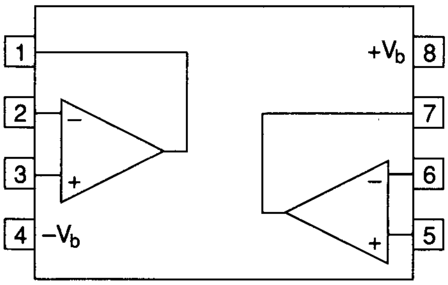
μA 1558

1 mV, 1,1 MHz, 0,8 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		2,3	5,0	mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		30	500	nA
bias-stroom		200	500	nA
versterking	50	200		V/mV
bandbreedte		1,1		MHz
slew-rate		0,8		V/μs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom		20		mA
CMRR	70	90		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	FAIRCHILD			

BEHUIZING(EN)





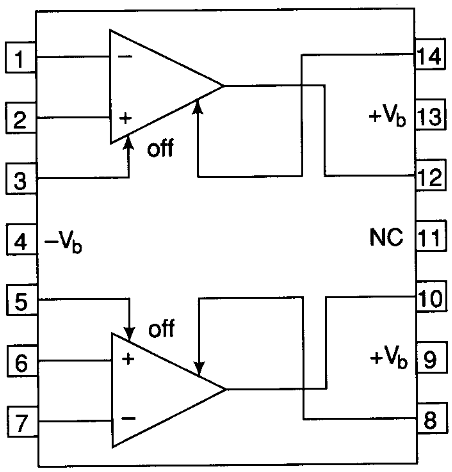
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

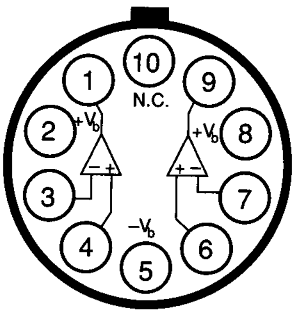
MC 1747

1 mV, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		2	3,3	mA
offset-spanning		1	6	mV
offset-stroom		20	200	nA
bias-stroom		80	500	nA
versterking	25	200		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning			+/−30	V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom		25		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	MOTOROLA			

BEHUIZING(EN)





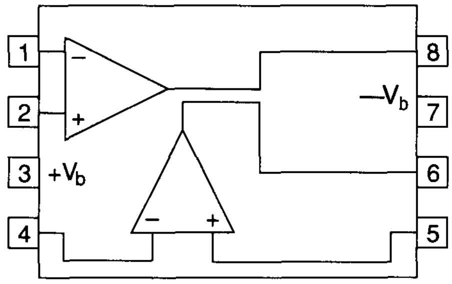
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

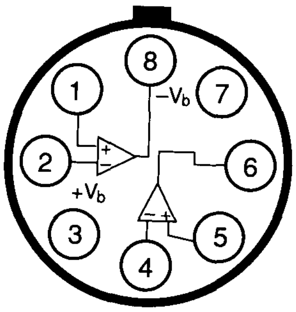
TE 1761

4 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15		V
voedingsstroom		0,5	1,5	mA
offset-spanning		4	6	mV
offset-stroom		80	300	nA
bias-stroom		500	1000	nA
versterking	80	85		dB
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+14,9 −14,0	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	81		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	THOMSON			

BEHUIZING(EN)





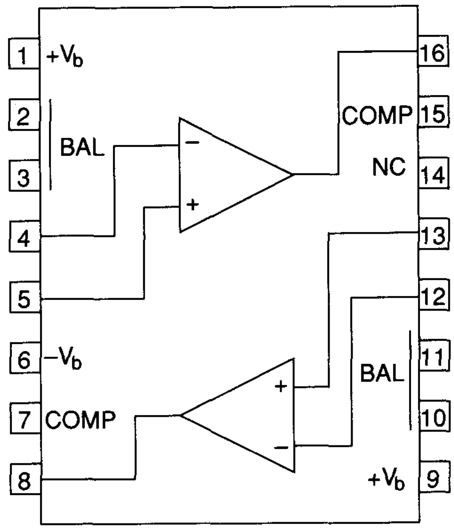
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LH 2011

0,1 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom		0,3	0,6	mA
offset-spanning		0,1	0,3	mV
offset-stroom		0,5	10	pA
bias-stroom		25	50	pA
versterking	100	300		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R	110	130		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	NAT. SEM.			

BEHUIZING(EN)



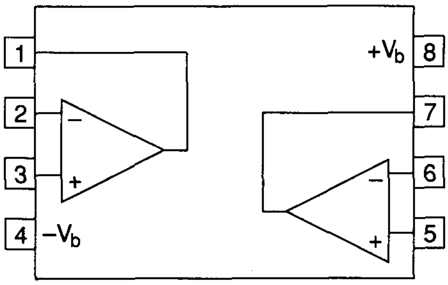
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

RC 2041

0,3 mV, 7 MHz, 3,0 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		0,3	3,0	mV
offset-stroom		10	200	nA
bias-stroom		200	500	nA
versterking	20	300		V/mV
bandbreedte		7,0		MHz
slew-rate		3,0		V/μs
ingangsspanning			+/−14	V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		90		dB
fabrikant(en)	RAYTHEON			

BEHUIZING(EN)



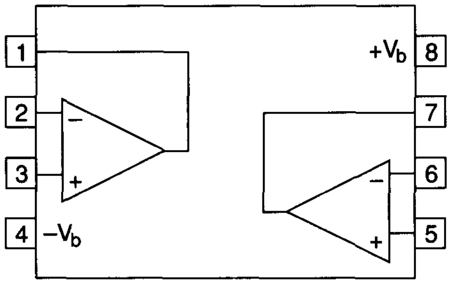
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

RC 2043

0,3 mV, 14 MHz, 6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		0,3	3,0	mV
offset-stroom		10	200	nA
bias-stroom		400	1000	nA
versterking	20	100		V/mV
bandbreedte		14		MHz
slew-rate		6		V/μs
ingangsspanning	+/−12		+/−14	V
uitgangsspanning	+/−12		+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		90		dB
fabrikant(en)	RAYTHEON			

BEHUIZING(EN)



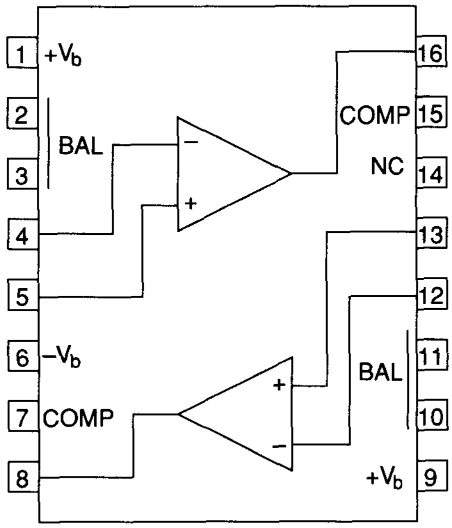
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LH 2101

2 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom			3	mA
offset-spanning			2	mV
offset-stroom			10	nA
bias-stroom			75	nA
versterking			50	V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning			+/−12	V
uitgangsstroom				mA
C M R R			80	dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	NAT. SEM.			

BEHUIZING(EN)



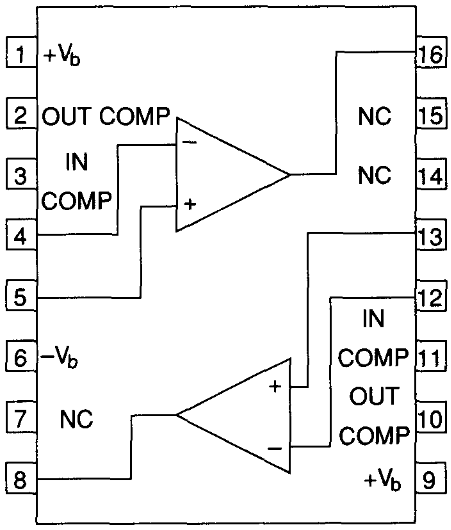
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MP 2108

0,7 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom		0,3	0,6	mA
offset-spanning		0,7	2,0	mV
offset-stroom		0,05	0,2	nA
bias-stroom		0,8	2,0	nA
versterking	25	300		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



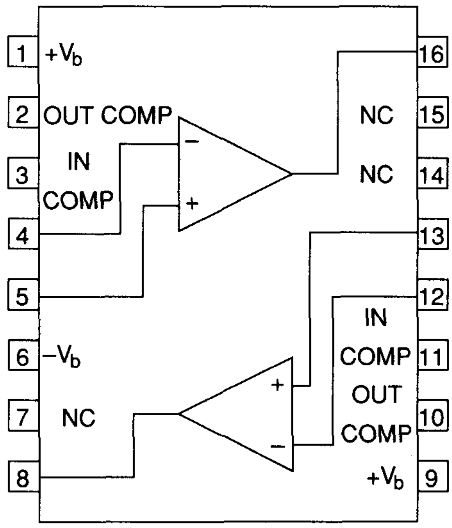
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LH 2108

2 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom			0,6	mA
offset-spanning			2	mV
offset-stroom			0,2	nA
bias-stroom			2	nA
versterking	50			dB
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning			+/−13,5	V
uitgangsspanning			+/−13	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	85			dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	N.S., INTERSIL			

BEHUIZING(EN)



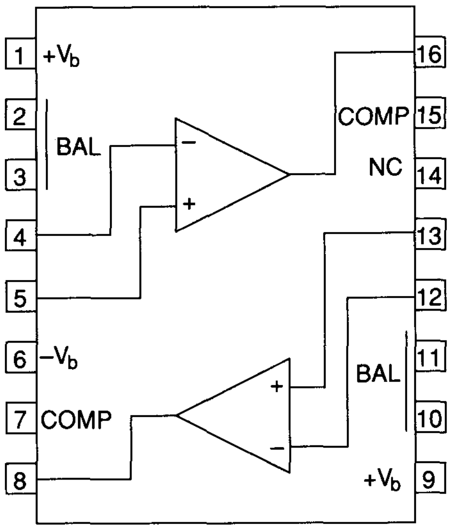
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LH 2201

2 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom			3	mA
offset-spanning			2	mV
offset-stroom			10	nA
bias-stroom			75	nA
versterking	50			dB
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+/−12,5	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80			dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	NAT. SEM.			

BEHUIZING(EN)



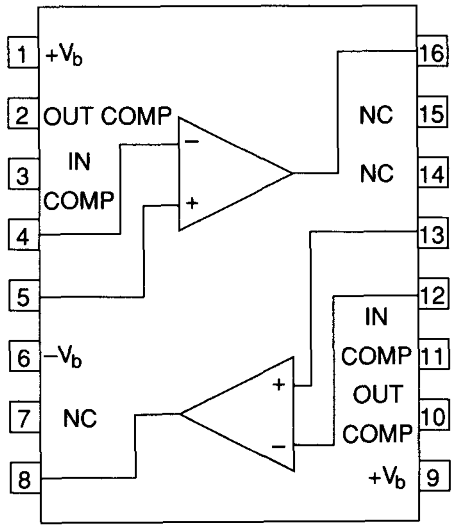
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MP 2208

0,3 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom		0,3	0,6	mA
offset-spanning		0,3	0,5	mV
offset-stroom		0,05	0,2	nA
bias-stroom		0,8	2,0	nA
versterking	80	300		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+/−14	V
uitgangsstroom				mA
CMRR	96	110		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



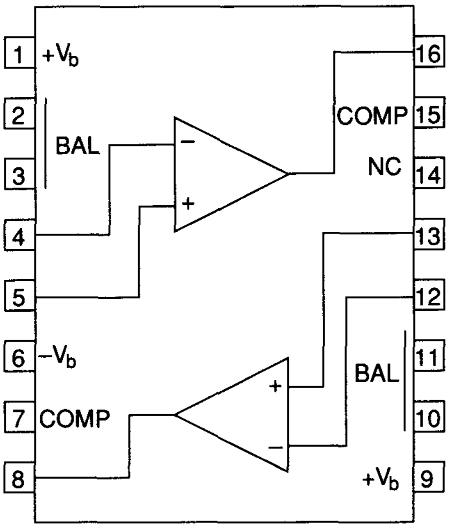
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

LH 2301

7,5 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom			2,5	mA
offset-spanning			7,5	mV
offset-stroom			50	nA
bias-stroom			250	nA
versterking	25			dB
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+/−12	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80			dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	N.S., INTERSIL			

BEHUIZING(EN)



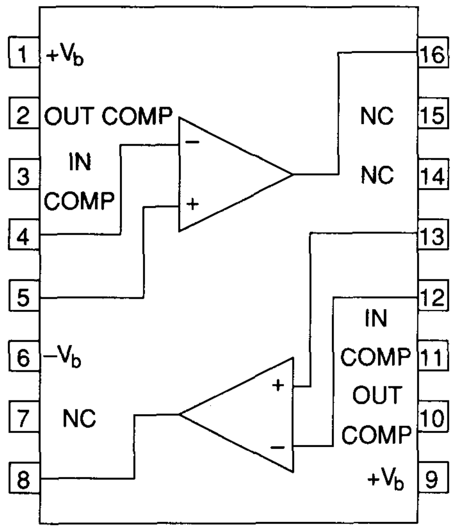
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

MP 2308

2,0 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		0,3	0,8	mA
offset-spanning		2,0	7,5	mV
offset-stroom		0,2	1,0	nA
bias-stroom		1,5	7,0	nA
versterking	25	300		V/mV
bandbreedte				kHz
slew-rate				V/μs
ingangsspanning			+/−13	V
uitgangsspanning			+/−13	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	M.P.S.			

BEHUIZING(EN)



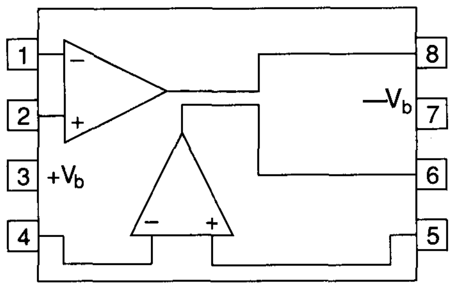
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TBC 2332

10 mV, 0,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−15	V
voedingsstroom		0,5	1,5	mA
offset-spanning		10	15	mV
offset-stroom		5	10	nA
bias-stroom		5	25	nA
versterking	85	87		dB
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+14,9 −12,5	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	85		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	SIEMENS			

BEHUIZING(EN)



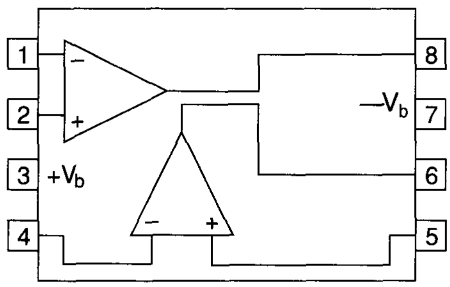
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TBE 2335

10 mV

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−15	V
voedingsstroom		0,5	1,5	mA
offset-spanning		10	15	mV
offset-stroom		5	10	nA
bias-stroom		5	25	nA
versterking	85	87		dB
bandbreedte				kHz
slew-rate		0,5		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+14,9 −12,5	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	85		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	SIEMENS			

BEHUIZING(EN)



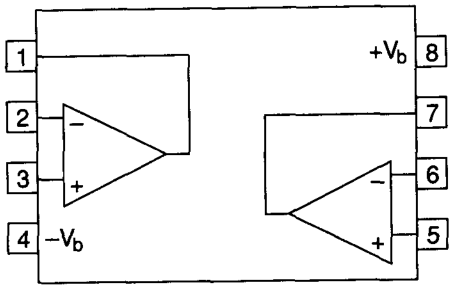
2.2 Type-beschrijving tweevoudige bipolaire op-amp's

TAE 2453

5,5 mV, 1 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		0,8	1,5	mA
offset-spanning		5,5	7,0	mV
offset-stroom		75	100	nA
bias-stroom		40	200	nA
versterking	80	85		dB
bandbreedte				kHz
slew-rate		1		V/µs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning			+14,9 −14.7	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	75	80		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	SIEMENS			

BEHUIZING(EN)



10/3

Operationele versterkers met FET-ingang

Inhoud

10/3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

(aanvulling 14)

TLC 27 L 2	10	mV	100	kHz	40	mV/μs
TLC 27 M 2	10	mV	700	kHz	0,6	V/μs
TL 062 A	6	mV	1	MHz	3,5	V/μs
TL 062 B	3	mV	1	MHz	3,5	V/μs
TL 072 A	6	mV	3	MHz	13	V/μs
TL 072 B	3	mV	3	MHz	13	V/μs
CA 082 T	6	mV	5	MHz	13	V/μs
TL 082 A	6	mV	3	MHz	13	V/μs
TL 082 B	3	mV	3	MHz	13	V/μs
XR 082	6	mV	3	MHz	13	V/μs
CA 083 E	15	mV	5	MHz	13	V/μs
TL 083 M	6	mV	3	MHz	13	V/μs
XR 083	6	mV	3	MHz	13	V/μs
TLC 252 C	10	mV	2,3	MHz	4,5	V/μs
TLC 272 C	10	mV	2,3	MHz	4,5	V/μs
TL 287 C	0,5	mV	3	MHz	13	V/μs
TL 288 M	3	mV	3	MHz	13	V/μs
LF 353	10	mV	4	MHz	13	V/μs
TDBO 353 B	5	mV	4	MHz	13	V/μs
LF 412	3	mV	4	MHz	15	V/μs
LF 442	5	mV	1	MHz	1	V/μs
LF 442 A	1	mV	1	MHz	1	V/μs
AD 642	2	mV	1	MHz	3	V/μs
AD 644	2	mV	2	MHz	13	V/μs
CA 3240	15	mV	4,5	MHz	9	V/μs
CA 3260	15	mV	4	MHz	10	V/μs
HA 5062	6	mV	1	MHz	4	V/μs
HA 5082	5	mV	4	MHz	15	V/μs
ICL 7621 A	2	mV	44	kHz	16	mV/μs
ICL 7621 B	7	mV	44	kHz	16	mV/μs
ICL 7622 A	2	mV	44	kHz	16	mV/μs
ICL 7622 B	7	mV	44	kHz	16	mV/μs
ICL 8043 C	50	mV	1	MHz	6	V/μs

ICL 8043 M	20	mV	1	MHz	6	V/µs
MC 34002	2	mV	4	MHz	13	V/µs
MC 35002	2	mV	4	MHz	13	V/µs

10/3.3 Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

(aanvulling 15)

ICL 7631 B	5	mV	44	kHz	16	mV/µs
ICL 7631 C	10	mV	44	kHz	16	mV/µs
ICL 7631 E	20	mV	44	kHz	16	mV/µs
ICL 7632 B	5	mV	44	kHz	16	mV/µs
ICL 7632 C	10	mV	44	kHz	16	mV/µs
ICL 7632 E	20	mV	44	kHz	16	mV/µs

10/3.4 Type-beschrijving viervoudige FET op-amp's

(aanvulling 13)

TLC 25 L 4	10	mV	100	kHz	40	mV/µs
TLC 25 M 4	10	mV	700	kHz	0,6	V/µs
TLC 27 L 4	10	mV	100	kHz	40	mV/µs
TLC 27 M 4	10	mV	700	kHz	0,6	V/µs
TL 064	9	mV	1	MHz	3,5	mV/µs
TL 064 A	6	mV	1	MHz	3,5	V/µs
TL 074	10	mV	4	MHz	13	V/µs
TL 075	13	mV	3	MHz		
CA 084 A	3	mV	5	MHz	13	V/µs
CA 084 E	15	mV	5	MHz	13	V/µs
TL 084 C	15	mV	3	MHz	13	V/µs
TDB 0084	15	mV	3	MHz	13	V/µs
TDC 0084	6	mV	3	MHz	13	V/µs
TDE 0084	6	mV	3	MHz	13	V/µs
XR 084	15	mV	3	MHz	13	V/µs
LF 147	5	mV	4	MHz	13	V/µs
TLC 254	10	mV	2,3	MHz	4,5	V/µs
TLC 274	10	mV	2,3	MHz	4,5	V/µs
LF 347	10	mV	4	MHz	13	V/µs
LF 347 B	5	mV	4	MHz	13	V/µs
TDB 0347	2	mV	4	MHz	13	V/µs
LF 444	10	mV	1	MHz	1	V/µs
LF 444 A	5	mV	1	MHz	1	V/µs
HA 5064	6	mV	1	MHz	4	V/µs
HA 5084	5	mV	4	MHz	15	V/µs
ICL 7641	5	mV	1,4	MHz	1,6	V/µs
ICL 7642	10	mV	1,4	MHz	1,6	V/µs
MC 33084	5	mV	10	MHz	40	V/µs
MC 33085	5	mV	20	MHz	80	V/µs
MC 34001	2,5	mV	4	MHz	13	V/µs
MC 34002	2	mV	4	MHz	13	V/µs
MC 34004	2	mV	4	MHz	13	V/µs
MC 34084	5	mV	10	MHz	40	V/µs

MC 34085	5	mV	20	MHz	80	V/μs
MC 35001	2	mV	4	MHz	13	V/μs
MC 35002	2	mV	4	MHz	13	V/μs
MC 35004	4	mV	4	MHz	13	V/μs
MC 35084	5	mV	10	MHz	40	V/μs
MC 35085	5	mV	20	MHz	80	V/μs

10/3.2

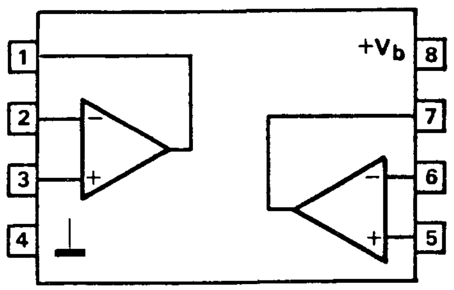
Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TLC 27 L 2

10 mV, 100 kHz, 0,04 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	3	10	16	V
voedingsstroom			40	μA
offset-spanning	2		10	mV
offset-stroom		1		pA
bias-stroom		1		pA
versterking	30	500		$\times 10^3$
bandbreedte		100		kHz
slew-rate		0,04		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	8	8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R	70	88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas instruments			

BEHUIZING(EN)



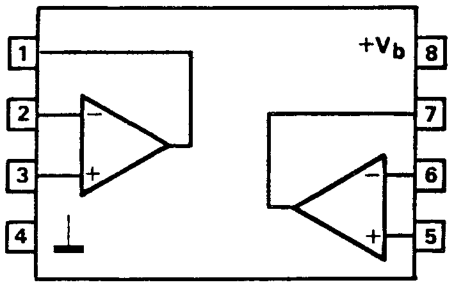
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TLC 27 M 2

10 mV, 700 kHz, 0,6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	3	10	16	V
voedingsstroom			300	μA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1		pA
bias-stroom		1		pA
versterking	20	280		$\times 10^3$
bandbreedte		700		kHz
slew-rate		0,6		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	8	8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R	70	88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



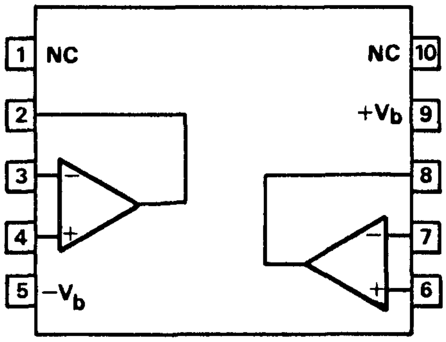
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

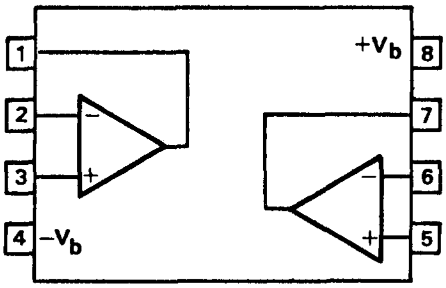
TL 062 A

6 mV, 1 MHz, 3,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom			250	μA
offset-spanning			6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	4	6		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate	2	3,5		V/μs
ingangsspanning	+/−11,5	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−10	+/−13.5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)





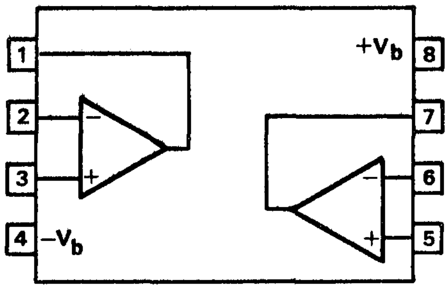
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

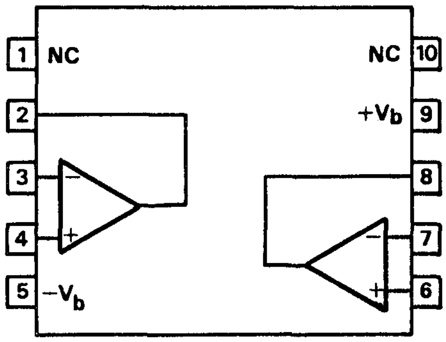
TL 062 B

3 mV, 1 MHz, 3,5 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom			250	µA
offset-spanning			3	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	4	6		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate	2	3,5		V/µs
ingangsspanning	+/−11,5	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−10	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)





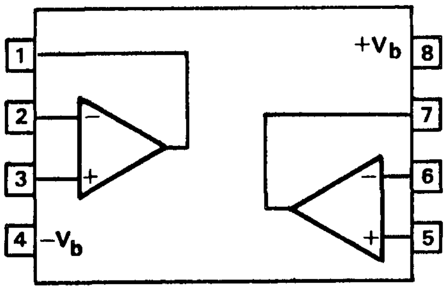
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 072 A

6 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning			6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, SGS			

BEHUIZING(EN)



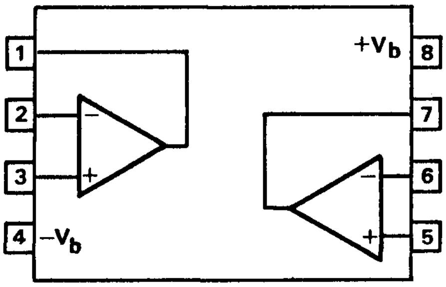
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 072 B

3 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning			3	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, SGS			

BEHUIZING(EN)



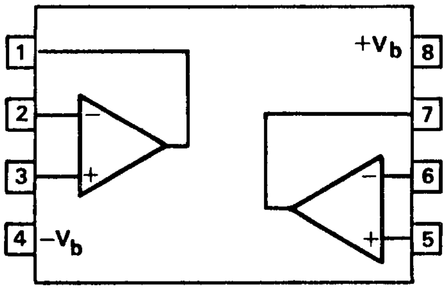
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

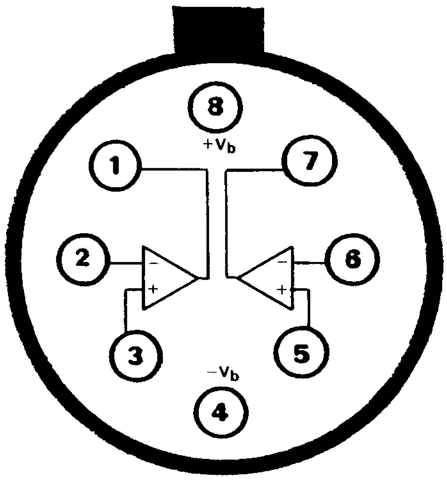
CA 082 T

6 mV, 5 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	20	pA
bias-stroom		15	40	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		5		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning		+/−12		V
uitgangsspanning		+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	RCA			

BEHUIZING(EN)





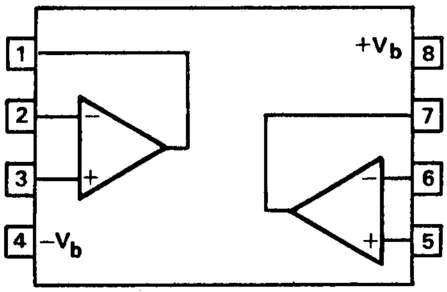
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 082 A

6 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, SGS			

BEHUIZING(EN)



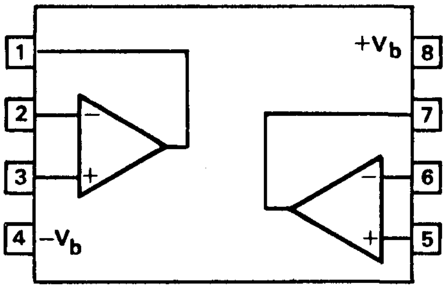
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 082 B

3mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		2	3	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, SGS			

BEHUIZING(EN)



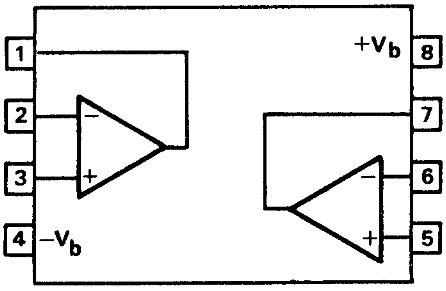
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

XR 082

6 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Exar			

BEHUIZING(EN)



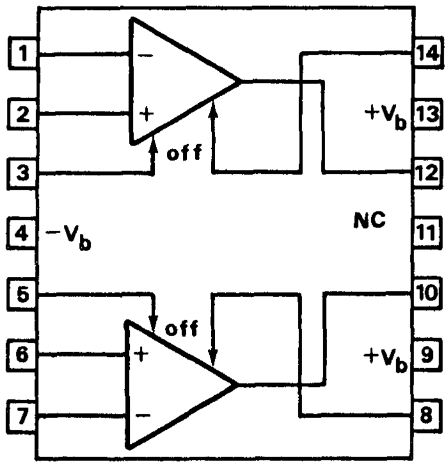
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

CA 083 E

15 mV, 5 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning			15	mV
offset-stroom		5	30	pA
bias-stroom		15	50	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		5		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning		+/−10		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	70	76		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	RCA			

BEHUIZING(EN)



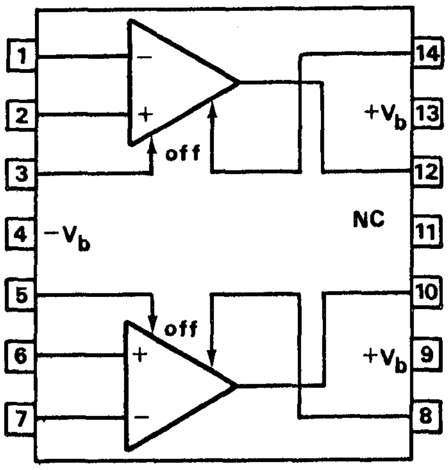
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 083 M

6 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13.5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



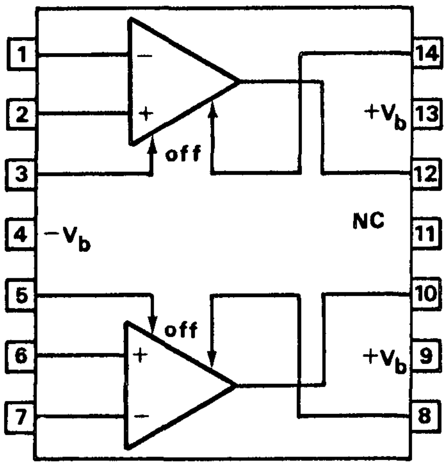
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

XR 083

6 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Exar			

BEHUIZING(EN)



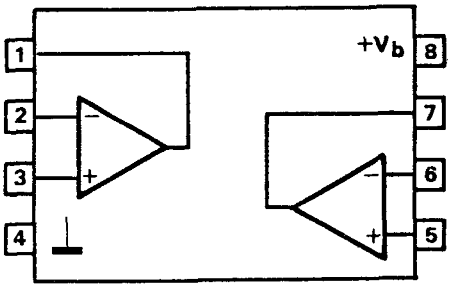
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TLC 252 C

10 mV, 2,3 MHz, 4,5 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	10	16	V
voedingsstroom		1	2	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	100	pA
bias-stroom		1	150	pA
versterking	10	40		$\times 10^3$
bandbreedte		2,3		MHz
slew-rate		4,5		V/µs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	7,8	8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R	70	88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



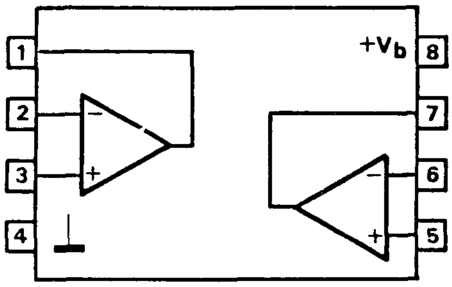
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TLC 272 C

10 mV, 2,3 MHz, 4,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	3	10	16	V
voedingsstroom		1	2	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	100	pA
bias-stroom		1	150	pA
versterking	10	40		$\times 10^3$
bandbreedte		2,3		MHz
slew-rate		4,5		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	7,8	8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
CMRR	70	88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



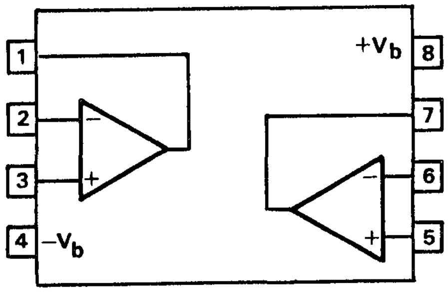
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 287 C

0,5 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		0,1	0,5	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning			V_b +/−4V	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	95		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



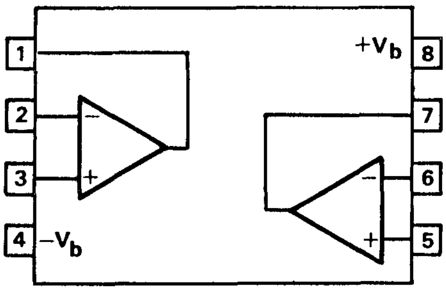
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

TL 288 M

3 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		0,1	3	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	400	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning			V_b +/−4V	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	80	95		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



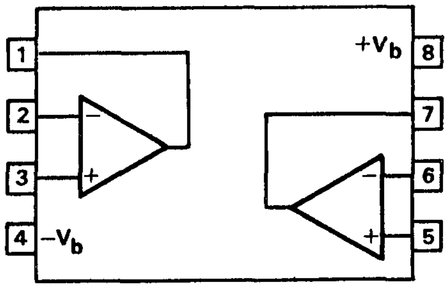
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

LF 353

10 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		3,6	6,5	mA
offset-spanning		5	10	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	25	100		×10³
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+15 −12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, HARRIS, NS			

BEHUIZING(EN)



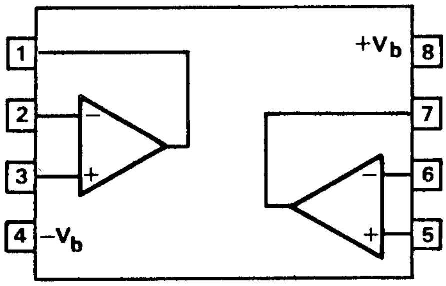
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

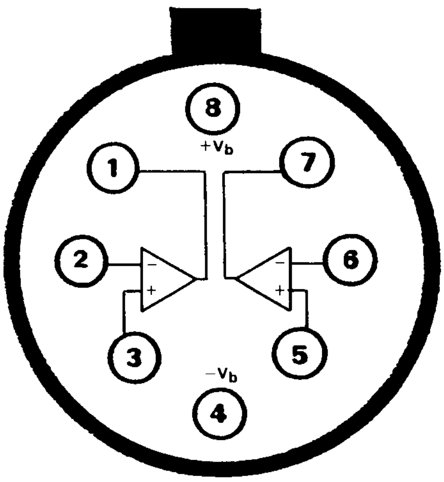
TDBO 353 B

5 mV, 4 MHz, 13 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		3,6	6,5	mA
offset-spanning		3	5	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	50	100		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/µs
ingangsspanning	+/−11	+15 −12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Thomson			

BEHUIZING(EN)





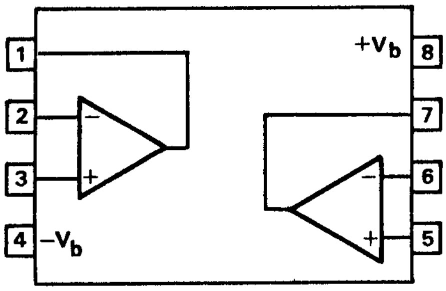
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

LF 412

3 mV, 4 MHz, 15 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		3,6	6,8	mA
offset-spanning		1	3	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte	2,7	4		MHz
slew-rate	8	15		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+14,5 −11,5		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	National Semiconductor			

BEHUIZING(EN)



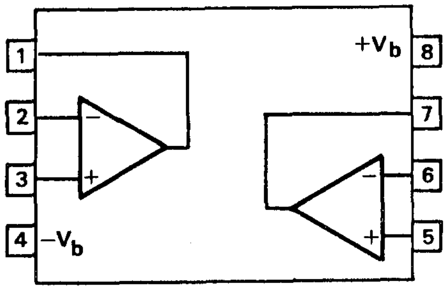
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

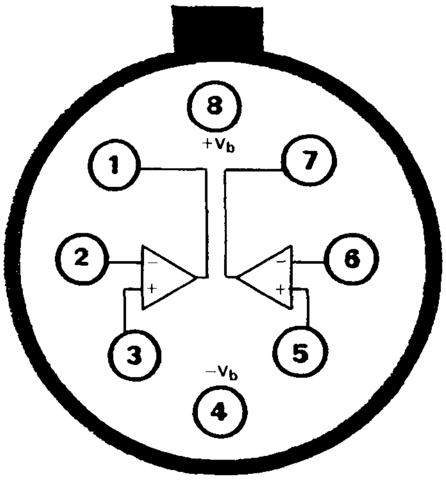
LF 442

5 mV, 1 MHz, 1 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		0,4	0,5	mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		5	50	pA
bias-stroom		10	100	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte	0,6	1		MHz
slew-rate	0,6	1		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+14 −12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	95		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)





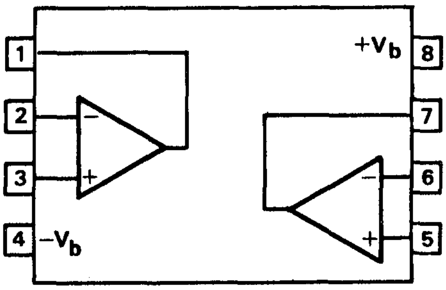
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

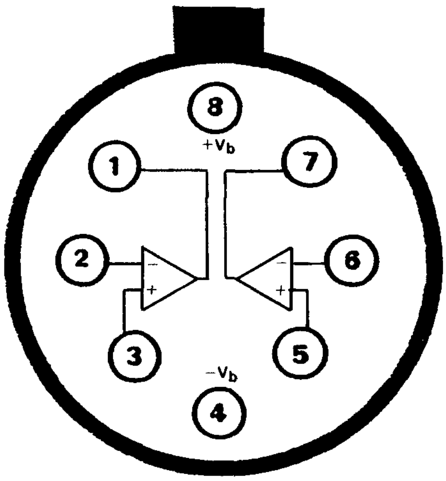
LF 442 A

1 mV, 1 MHz, 1 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		0,3	0,4	mA
offset-spanning		0,5	1,0	mV
offset-stroom		5	25	pA
bias-stroom		10	50	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte	0,8	1		MHz
slew-rate	0,8	1		V/μs
ingangsspanning	+/−16	+18 −17		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)





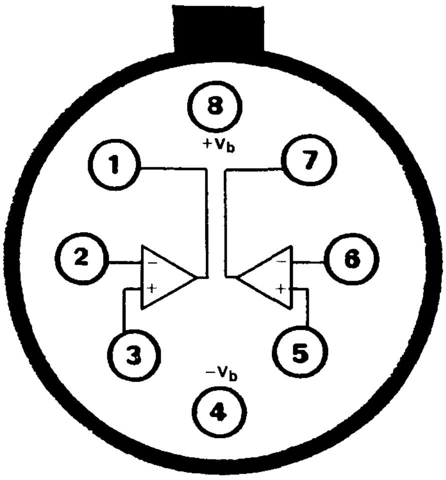
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

AD 642

2 mV, 1 MHz, 3 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−15	V
voedingsstroom			2,8	mA
offset-spanning	1,0		2,0	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom	10		75	pA
versterking	100		250	$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		3		V/μs
ingangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk		124		dB
fabrikant(en)	Analog Devices			

BEHUIZING(EN)



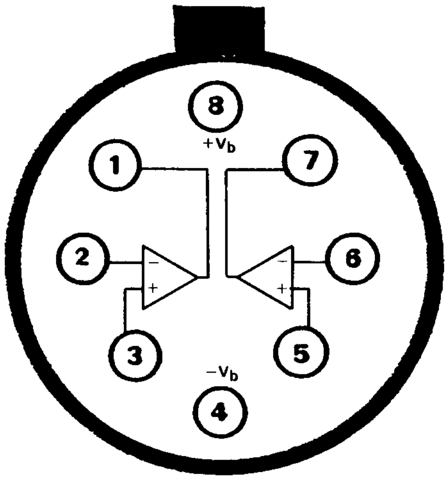
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

AD 644

2 mV, 2 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−15	V
voedingsstroom		3,5	4,5	mA
offset-spanning	0,5		2,0	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom		10	75	pA
versterking	30	50		$\times 10^3$
bandbreedte		2		MHz
slew-rate	8	13		V/μs
ingangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsspanning				V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk		124		dB
fabrikant(en)	Analog Devices			

BEHUIZING(EN)



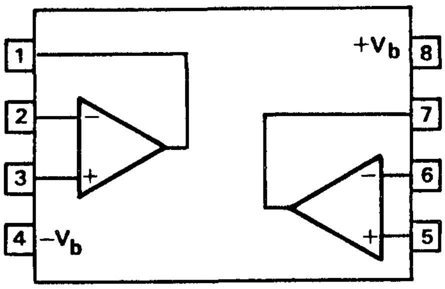
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

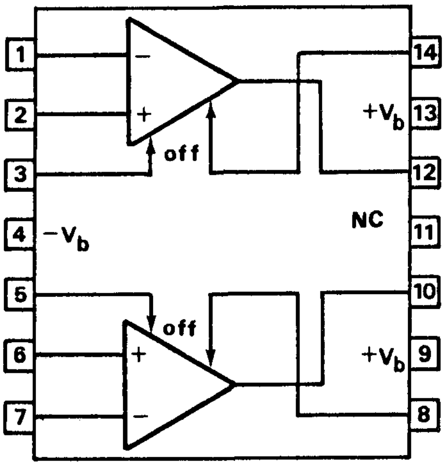
CA 3240

15 mV, 4,5 MHz, 9 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		8	12	mA
offset-spanning		5	15	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		10	50	pA
versterking	20	100		$\times 10^3$
bandbreedte		4,5		MHz
slew-rate		9		V/μs
ingangsspanning		−15,5 +12,5		V
uitgangsspanning		+13 −14,4		V
uitgangsstroom		11		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	RCA			

BEHUIZING(EN)





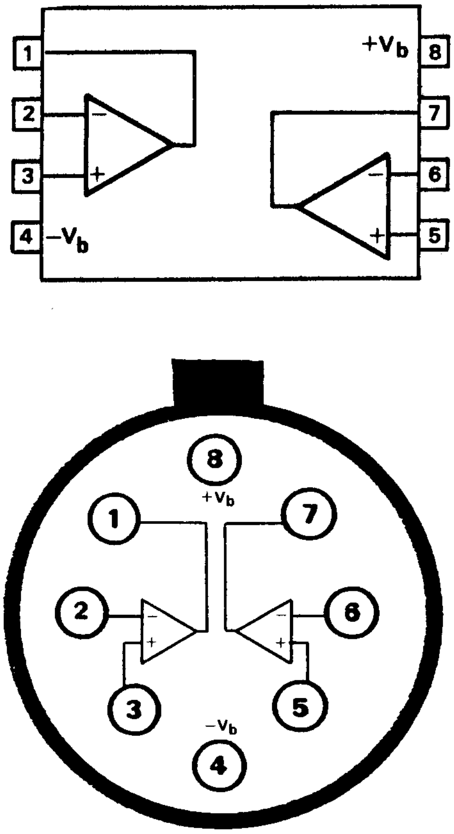
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

CA 3260

15 mV, 4 MHz, 10 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−7,5	+/−8	V
voedingsstroom		9	15,5	mA
offset-spanning		6	15	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		5	50	pA
versterking	50	320		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		10		V/μs
ingangsspanning		+/−12		V
uitgangsspanning	+/−5	+/−6,5		V
uitgangsstroom	12	22	45	mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	RCA			

BEHUIZING(EN)



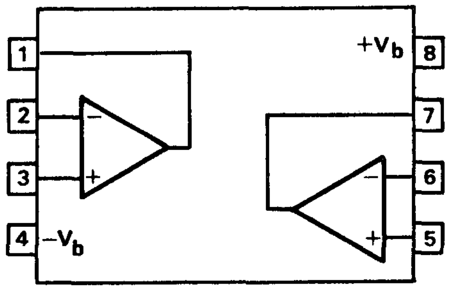
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

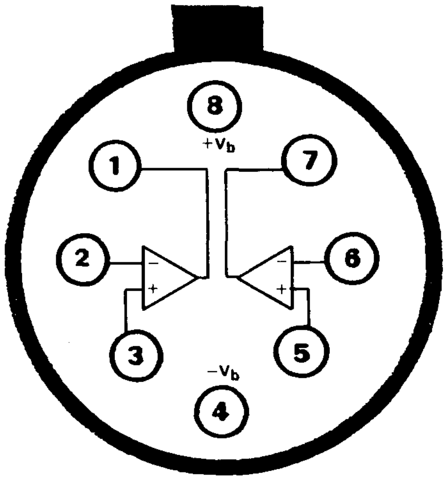
HA 5062

6 mV, 1 MHz, 4 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom			0,4	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	20	25		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		4		V/μs
ingangsspanning			+/−40	V
uitgangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Harris			

BEHUIZING(EN)





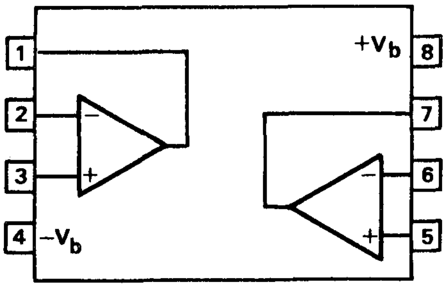
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

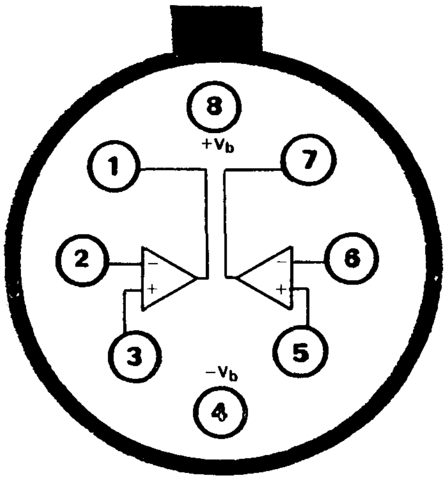
HA 5082

5 mV, 4 MHz, 15 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom		3,5	5,6	mA
offset-spanning		3	5	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		15		V/μs
ingangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Harris			

BEHUIZING(EN)





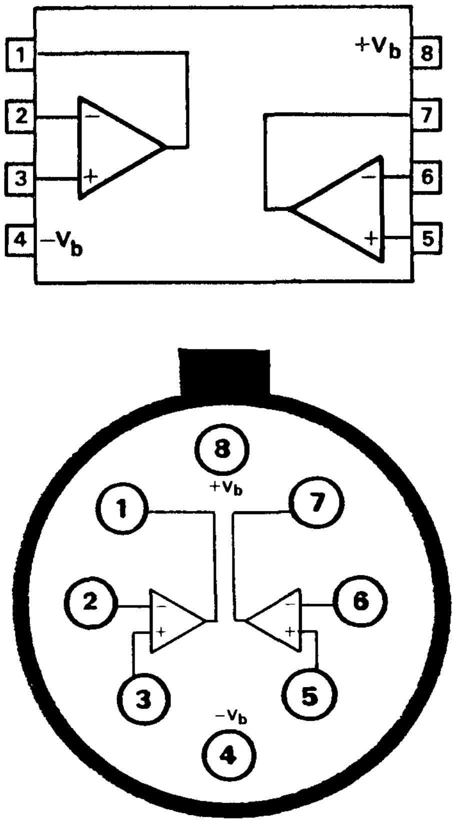
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

ICL 7621 A

2 mV, 44 kHz, 0,016 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−5	+/−9	V
voedingsstroom		0,01	0,02	mA
offset-spanning			2	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1	50	pA
versterking	86	104		dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning		+4,4 −4,0		V
uitgangsspanning	+/−4,9			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	76	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, MAXIM			

BEHUIZING(EN)



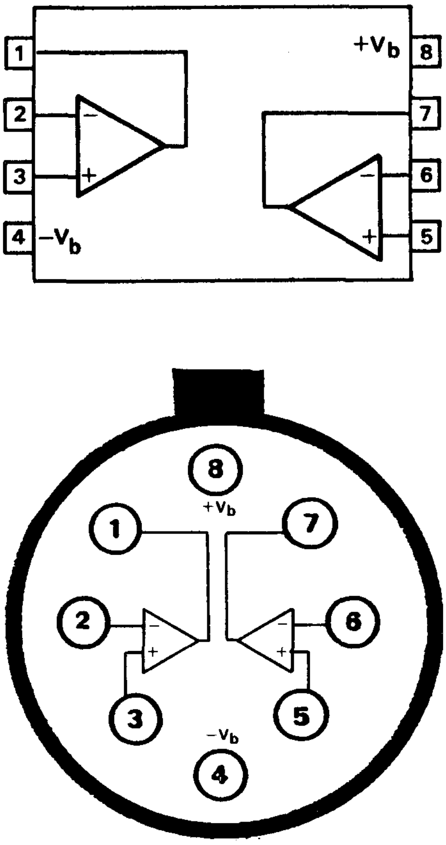
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

ICL 7621 B

7 mV, 44 kHz, 0,016 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−1	+/−5	+/−9	V
voedingsstroom		0,01	0,02	mA
offset-spanning		5	7	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1	50	pA
versterking	86	104		dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/µs
ingangsspanning		+4,4 −4,0		V
uitgangsspanning	+/−4,9			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	76	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, MAXIM			

BEHUIZING(EN)



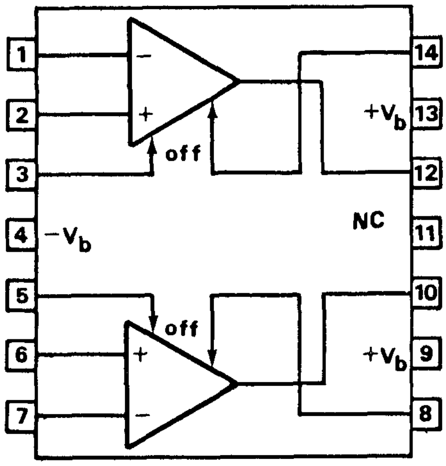
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

ICL 7622 A

2 mV, 44 kHz, 0,016 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−5	+/−9	V
voedingsstroom		0,01	0,02	mA
offset-spanning			2	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1	50	pA
versterking	86	104		dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/µs
ingangsspanning		+4,4 −4,0		V
uitgangsspanning	+/−4,9			V
uitgangsstroom				mA
CMRR	76	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, MAXIM			

BEHUIZING(EN)



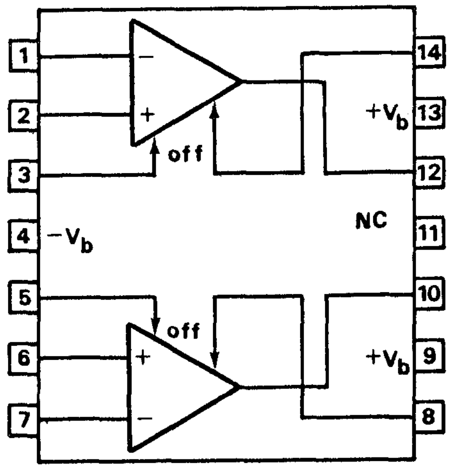
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

ICL 7622 B

7 mV, 44 kHz, 0,016 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−1	+/−5	+/−9	V
voedingsstroom		0,01	0,02	mA
offset-spanning		5	7	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1	50	pA
versterking	86	104		dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning		+4,4 −4,0		V
uitgangsspanning	+/−4,9			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	76	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, MAXIM			

BEHUIZING(EN)



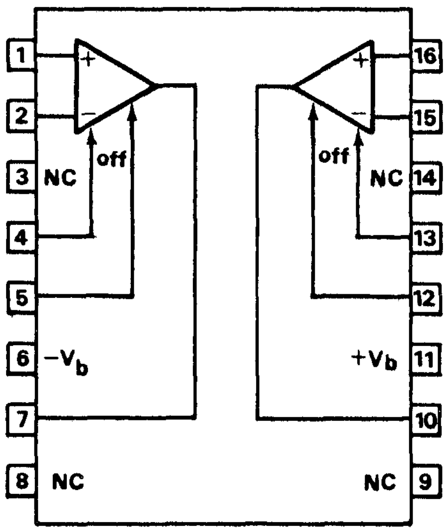
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

ICL 8043 C

50 mV, 1 MHz, 6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		4,5	6,8	mA
offset-spanning		20	50	mV
offset-stroom		0,5		pA
bias-stroom		3,0	50	pA
versterking	20			×10³
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		6		V/μs
ingangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom		25		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		105		dB
fabrikant(en)	Intersil			

BEHUIZING(EN)



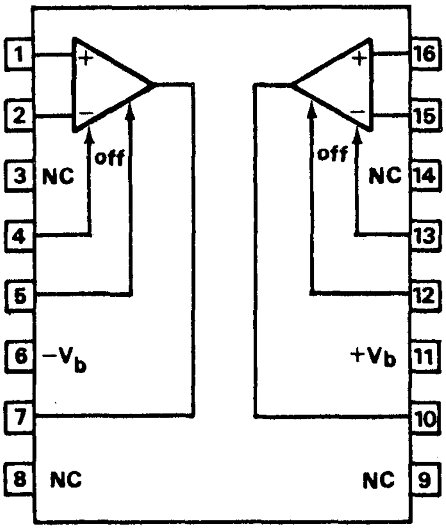
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

ICL 8043 M

20 mV, 1 MHz, 6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		4,5	6,0	mA
offset-spanning		10	20	mV
offset-stroom		0,5		pA
bias-stroom		2,0	20	pA
versterking	50			$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		6		V/μs
ingangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom		25		mA
C M R R	70	90		dB
cross-talk		105		dB
fabrikant(en)	Intersil			

BEHUIZING(EN)



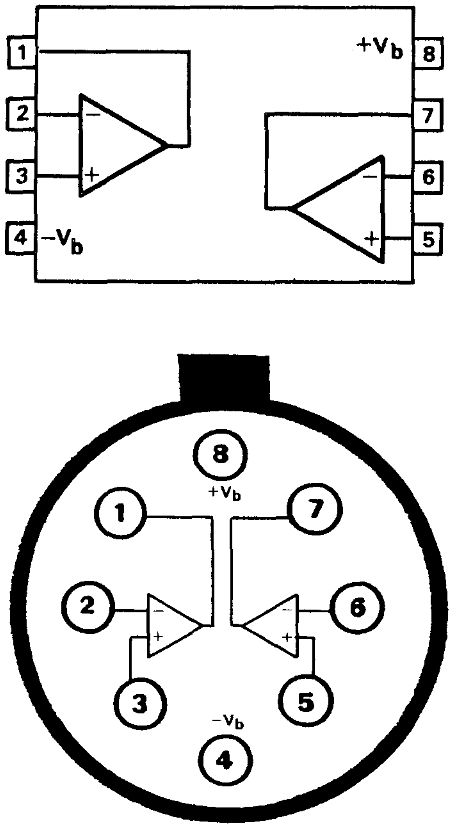
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

MC 34002

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		25	50	pA
bias-stroom		50	100	pA
versterking	50	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+15 −12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola, SGS			

BEHUIZING(EN)



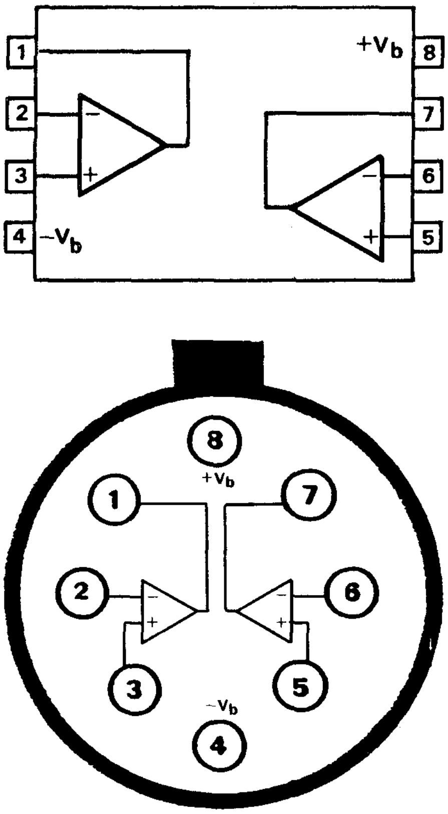
3.2 Type-beschrijving tweevoudige FET op-amp's

MC 35002

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		10	25	pA
bias-stroom		40	75	pA
versterking	50	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning	+/−11	+15 −12		V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



10/3.3

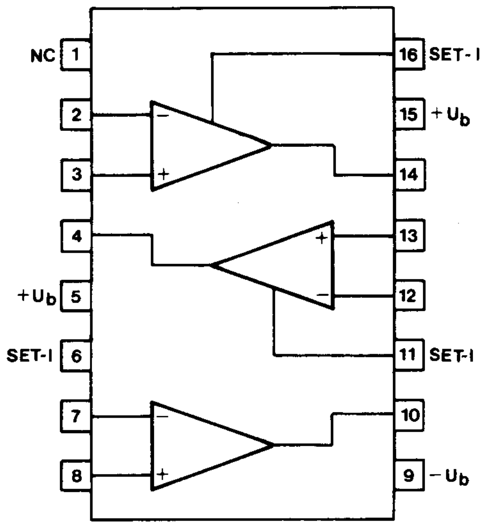
Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

ICL 7631B

5 mV, 44 kHz, 16 mV/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	+/−5	18	V
voedingsstroom		0,03	0,06	mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1,0	50	pA
versterking		80	104	dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning			$+/-U_b$	V
uitgangsspanning	$+U_b -0{,}3V$ $-U_b +0{,}3V$			V
uitgangsstroom				mA
CMRR	70	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, Maxim			

BEHUIZING(EN)



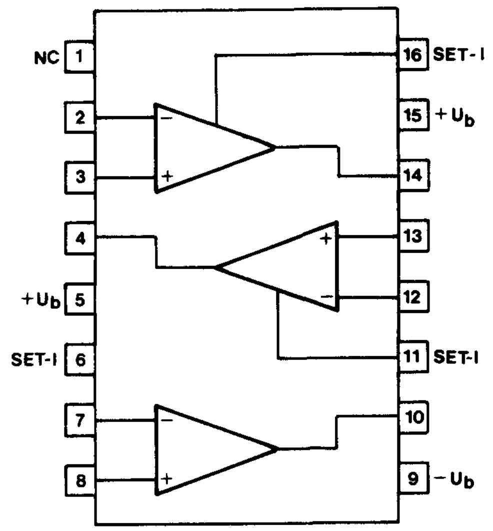
3.3 Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

ICL 7631C

10 mV, 44 kHz, 16 mV/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	+/−5	18	V
voedingsstroom		0,03	0,06	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1,0	50	pA
versterking		80	104	dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning			+/− U_b	V
uitgangsspanning	+ U_b −0,3V - U_b +0,3V			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Maxim			

BEHUIZING(EN)



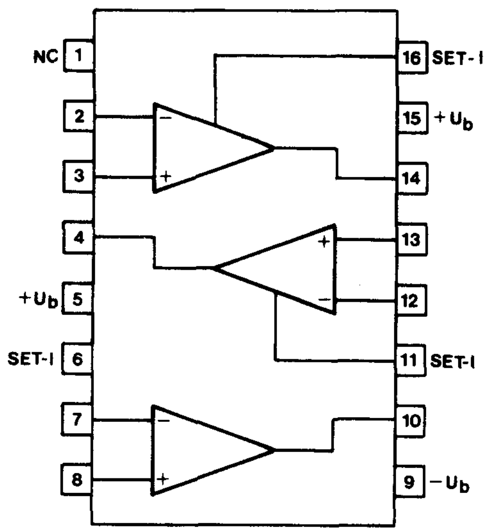
3.3 Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

ICL 7631E

20 mV, 44 kHz, 16 mV/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	+/−5	18	V
voedingsstroom		0,03	0,06	mA
offset-spanning			20	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1,0	50	pA
versterking		80	104	dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning			+/− U_b	V
uitgangsspanning	+ U_b −0,3V - U_b +0,3V			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Maxim			

BEHUIZING(EN)



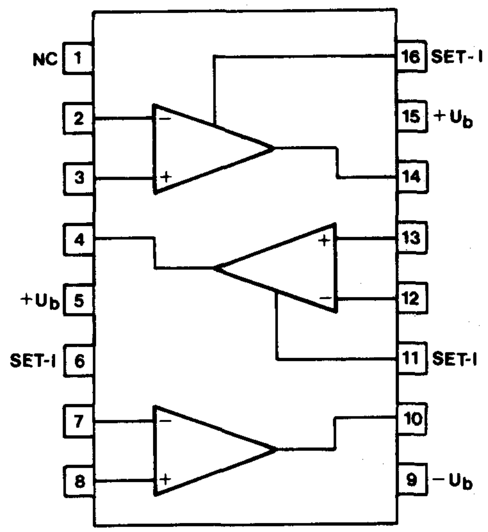
3.3 Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

ICL 7632B

5 mV, 44 kHz, 16 mV/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	+/−5	18	V
voedingsstroom		0,03	0,06	mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1,0	50	pA
versterking		80	104	dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning			+/− U_b	V
uitgangsspanning	+ U_b −0,3V -U_b +0,3V			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, Maxim			

BEHUIZING(EN)



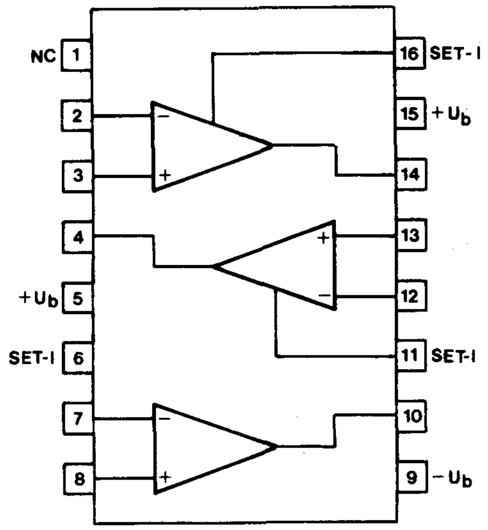
3.3 Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

ICL 7632C

10 mV, 44 kHz, 16 mV/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	+/−5	18	V
voedingsstroom		0,03	0,06	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1,0	50	pA
versterking		80	104	dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning			$+/-U_b$	V
uitgangsspanning	$+U_b$ −0,3V $-U_b$ +0,3V			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Maxim			

BEHUIZING(EN)



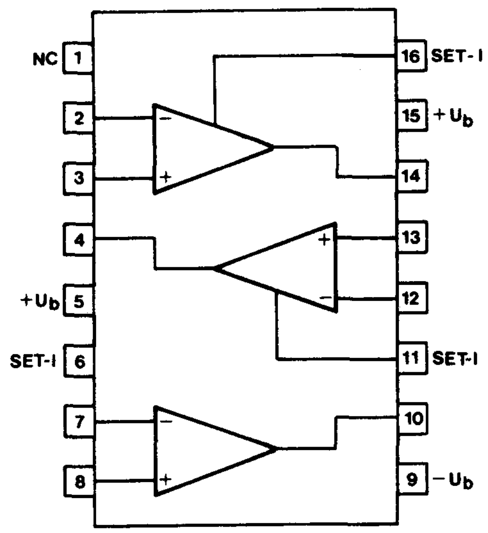
3.3 Type-beschrijving drievoudige FET op-amp's

ICL 7632E

20 mV, 44 kHz, 16 mV/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	+/−5	18	V
voedingsstroom		0,03	0,06	mA
offset-spanning			20	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1,0	50	pA
versterking		80	104	dB
bandbreedte		44		kHz
slew-rate		0,016		V/μs
ingangsspanning			$+/-U_b$	V
uitgangsspanning	$+U_b$ −0,3V $-U_b$ +0,3V			V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Maxim			

BEHUIZING(EN)



10/3.4

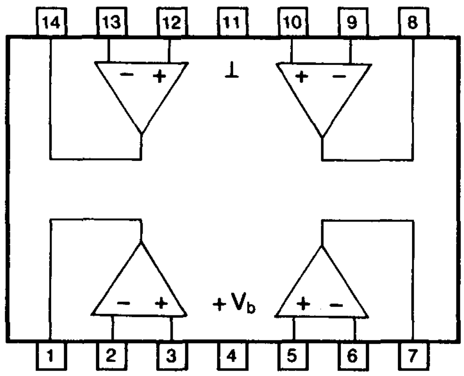
Type-beschrijving viervoudige FET op-amp's

TLC 25 L 4

10 mV, 100 kHz, 0,04 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	10	16	V
voedingsstroom		0,04		mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	100	pA
bias-stroom		1	150	pA
versterking	30		500	$\times 10^3$
bandbreedte		100		kHz
slew-rate		0,04		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	7,8			V
uitgangsstroom		15		mA
CMRR		77		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



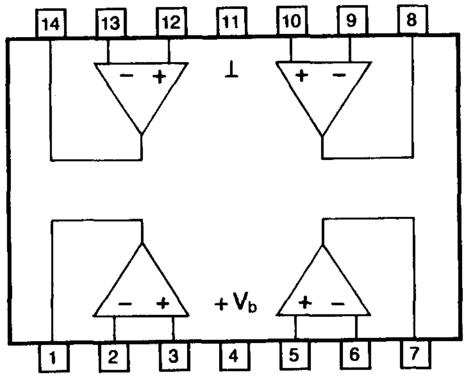
3.4 Type-beschrijving

TLC 25 M 4

10 mV, 700 kHz, 0,6 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	10	16	V
voedingsstroom		0,6		mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	100	pA
bias-stroom		1	150	pA
versterking	20		280	$\times 10^3$
bandbreedte		700		kHz
slew-rate		0,6		V/µs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning		8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R		88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



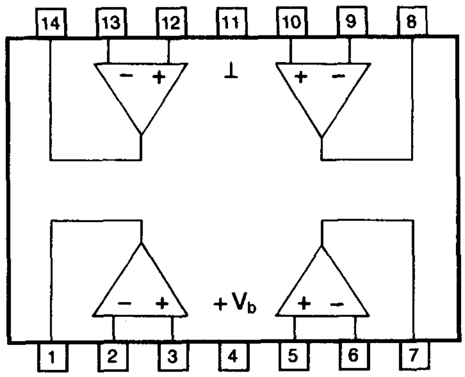
3.4 Type-beschrijving

TLC 27 L 4

10 mV, 100 kHz, 0,04 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	4	10	16	V
voedingsstroom		0,04		mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	15	pA
bias-stroom		1	35	pA
versterking	30	500		$\times 10^3$
bandbreedte		100		kHz
slew-rate		0,04		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning		8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R		88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



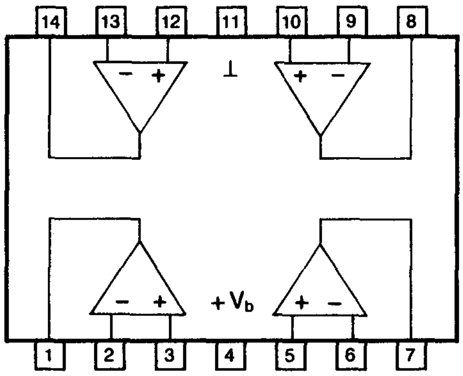
3.4 Type-beschrijving

TLC 27 M 4

10 mV, 700 kHz, 0,6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	4	10	16	V
voedingsstroom		0,6		mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	15	pA
bias-stroom		1	35	pA
versterking	10	40		$\times 10^3$
bandbreedte		700		kHz
slew-rate		0,6		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	7,8			V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R		88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



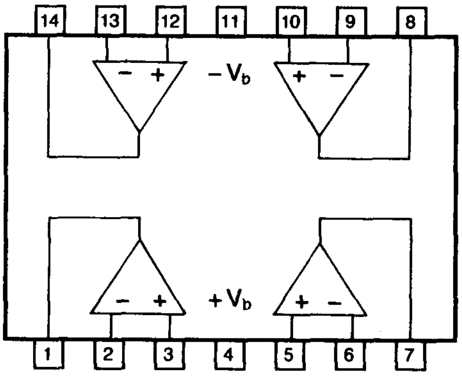
3.4 Type-beschrijving

TL 064

9 mV, 1 MHz, 3,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		0,2	0,25	mA
offset-spanning			9	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	4	6		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate	2	3,5		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−10	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



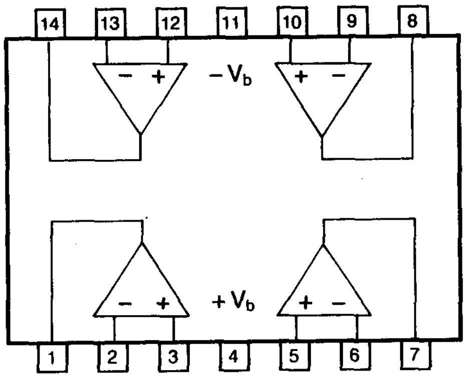
3.4 Type-beschrijving

TL 064 A

6 mV, 1 MHz, 3,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		0,2	0,25	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	4	6		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		3,5		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−10	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



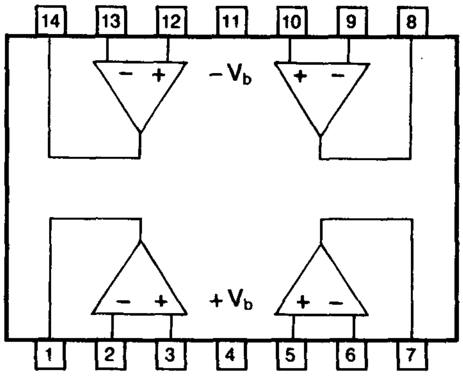
3.4 Type-beschrijving

TL 074

10 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		5	50	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	25		150	x10³
bandbreedte		4,0		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning		28		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, SGS			

BEHUIZING(EN)



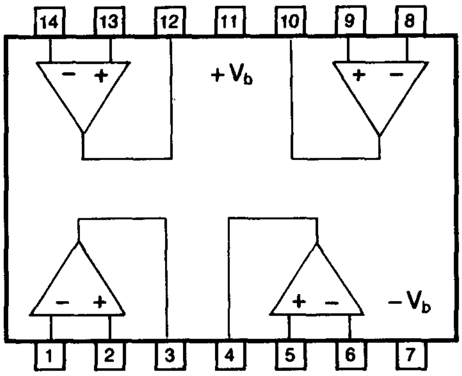
3.4 Type-beschrijving

TL 075

13 mV, 3 MHz

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		3	13	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate				V/µs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



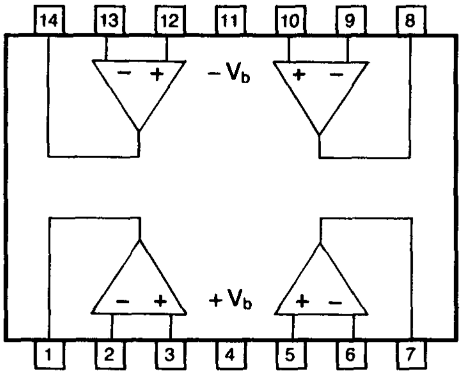
3.4 Type-beschrijving

CA 084 A

3 mV, 5 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		2	3	mV
offset-stroom		5	20	pA
bias-stroom		15	40	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		5		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	RCA			

BEHUIZING(EN)



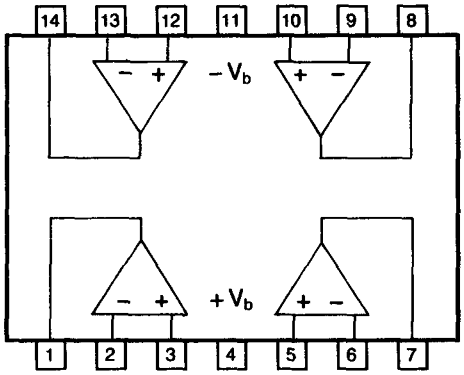
3.4 Type-beschrijving

CA 084 E

15 mV, 5 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		5	15	mV
offset-stroom		5	30	pA
bias-stroom		15	50	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		5		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	76		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	RCA			

BEHUIZING(EN)



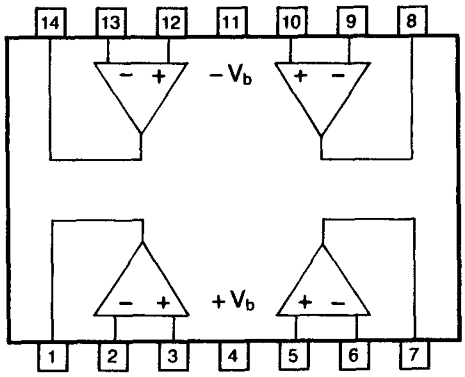
3.4 Type-beschrijving

TL 084 C

15 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		5	15	mV
offset-stroom		5	200	pA
bias-stroom		30	400	pA
versterking	25	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	TI, MOT, SGS			

BEHUIZING(EN)



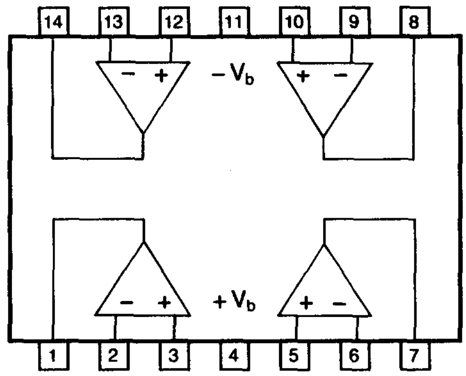
3.4 Type-beschrijving

TDB 0084

15 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		5	15	mV
offset-stroom		5	200	pA
bias-stroom		30	400	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	76		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Thomson			

BEHUIZING(EN)



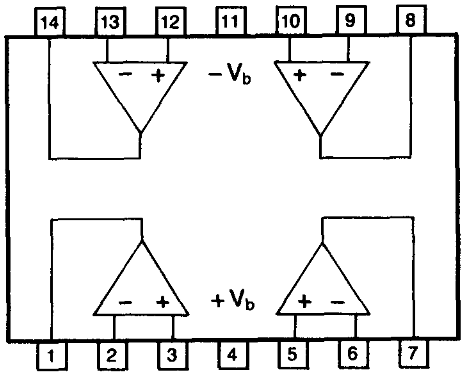
3.4 Type-beschrijving

TDC 0084

6 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Thomson			

BEHUIZING(EN)



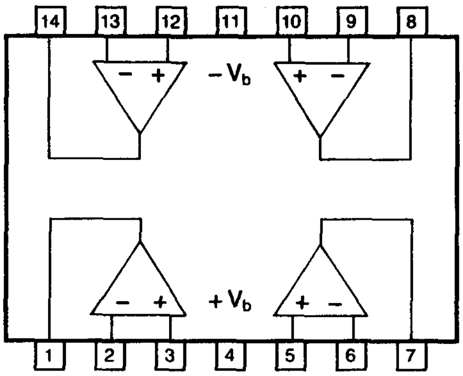
3.4 Type-beschrijving

TDE 0084

6 mV, 3 MHz, 13 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−22	V
voedingsstroom		1,4	2,8	mA
offset-spanning		3	6	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	50	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/µs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	86		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Thomson			

BEHUIZING(EN)



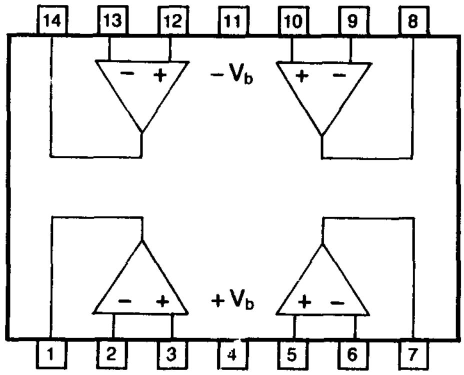
3.4 Type-beschrijving

XR 084

15 mV, 3 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		5	15	mV
offset-stroom		5	100	pA
bias-stroom		30	200	pA
versterking	25	200		$\times 10^3$
bandbreedte		3		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	80		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Exar			

BEHUIZING(EN)



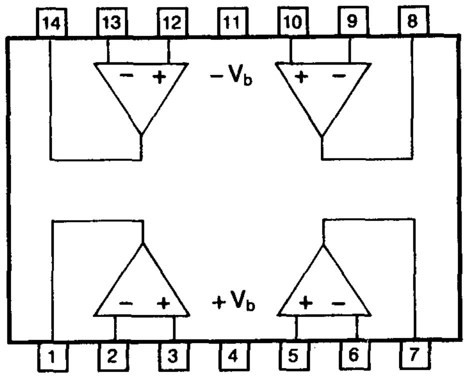
3.4 Type-beschrijving

LF 147

5 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		7,2	11	mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	50	100		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−19	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Harris			

BEHUIZING(EN)



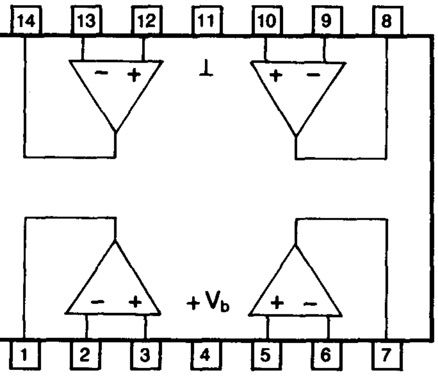
3.4 Type-beschrijving

TLC 254

10 mV, 2,3 MHz, 4,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	1	10	16	V
voedingsstroom		1	2,2	mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	100	pA
bias-stroom		1	150	pA
versterking	10	40		$\times 10^3$
bandbreedte		2,3		MHz
slew-rate		4,5		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning		7,8		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R	70	88		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



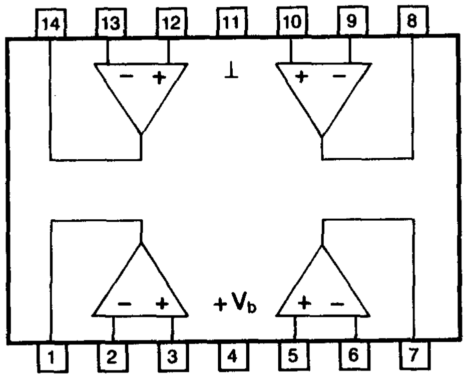
3.4 Type-beschrijving

TLC 274

10 mV, 2,3 kHz, 4,5 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	4	10	16	V
voedingsstroom		4		mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		1	15	pA
bias-stroom		1	35	pA
versterking	10	40		$\times 10^3$
bandbreedte		2,3		MHz
slew-rate		4,5		V/μs
ingangsspanning	−0,2		9	V
uitgangsspanning	8	8,6		V
uitgangsstroom		15		mA
C M R R	70	88		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Texas Instruments			

BEHUIZING(EN)



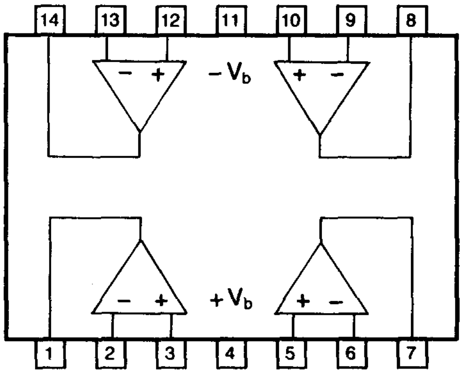
3.4 Type-beschrijving

LF 347

10 mV, 4 kHz, 13 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		7,2	11	mA
offset-spanning		5	10	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	25	100		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/µs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	MOT, NS, Harris			

BEHUIZING(EN)



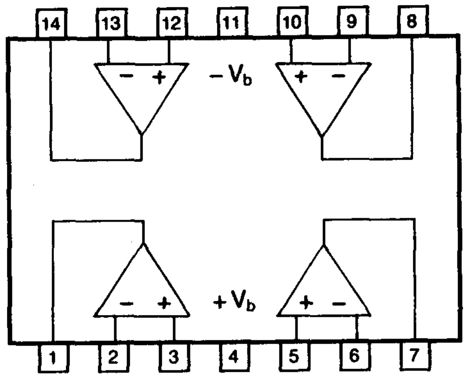
3.4 Type-beschrijving

LF 347 B

5 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		7,2	11	mA
offset-spanning		1	5	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	50	100		$\times10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	MORT, NS, Harris			

BEHUIZING(EN)



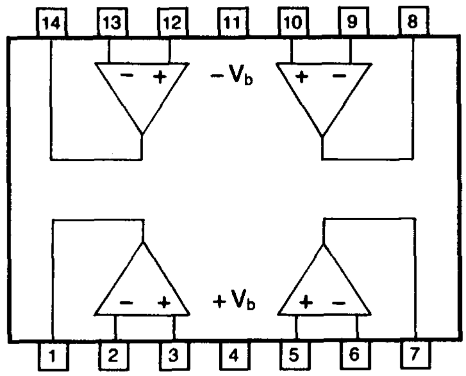
3.4 Type-beschrijving

TDB 0347

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		7,2	11	mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		25	100	pA
bias-stroom		50	200	pA
versterking	50	100		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13,5		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Thomson			

BEHUIZING(EN)



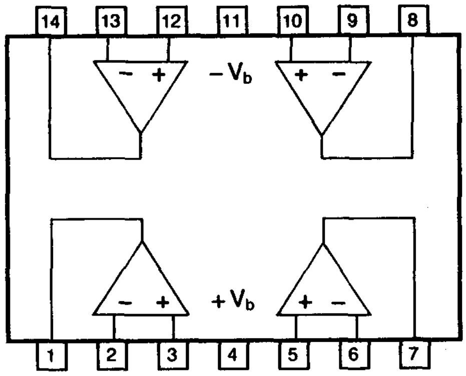
3.4 Type-beschrijving

LF 444

10 mV, 1 MHz, 1 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−18	V
voedingsstroom		0,8	1,0	mA
offset-spanning		3	10	mV
offset-stroom		5	50	pA
bias-stroom		10	100	pA
versterking	25	100		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		1		V/μs
ingangsspanning			+/−15	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	70	95		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	National Semiconductor			

BEHUIZING(EN)



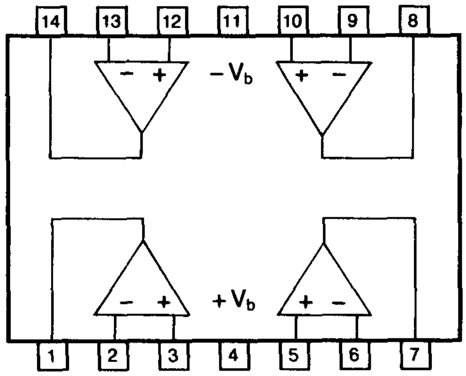
3.4 Type-beschrijving

LF 444 A

5 mV, 1 MHz, 1 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−22	V
voedingsstroom		0,6	0,8	mA
offset-spanning		2	5	mV
offset-stroom		5	25	pA
bias-stroom		10	50	pA
versterking	50	100		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		1		V/μs
ingangsspanning			+/−19	V
uitgangsspanning	+/−12	+/−13		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	National Semiconductor			

BEHUIZING(EN)



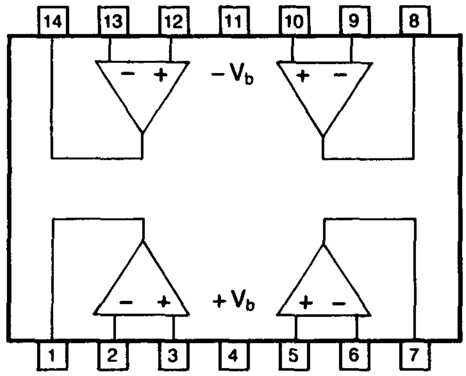
3.4 Type-beschrijving

HA 5064

6 mV, 1 MHz, 4 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−15	+/−15	+/−20	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		2	6	mV
offset-stroom			100	pA
bias-stroom			200	pA
versterking	20	25		$\times 10^3$
bandbreedte		1		MHz
slew-rate		4		V/μs
ingangsspanning			+/−10	V
uitgangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsstroom		+/−1		mA
C M R R	80			dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Harris			

BEHUIZING(EN)



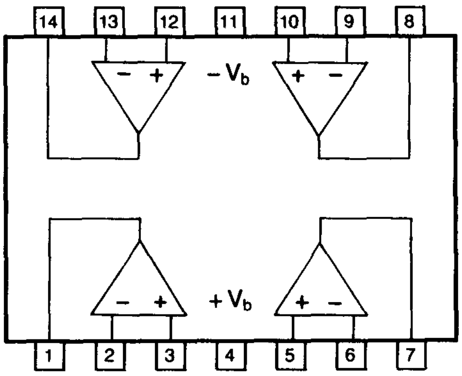
3.4 Type-beschrijving

HA 5084

5 mV, 4 MHz, 15 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning			+/−20	V
voedingsstroom		7,2	11	mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom			100	pA
bias-stroom			200	pA
versterking	50			$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		15		V/μs
ingangsspanning			+/−10	V
uitgangsspanning	+/−10			V
uitgangsstroom		+/−5		mA
C M R R	80			dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Harris			

BEHUIZING(EN)



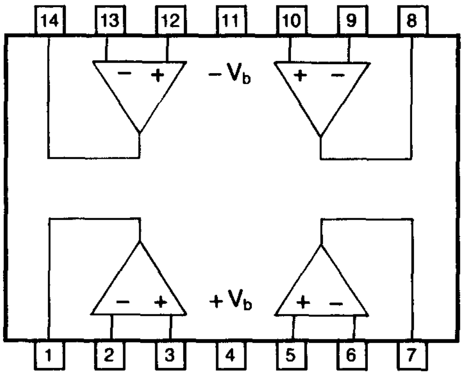
3.4 Type-beschrijving

ICL 7641

5 mV, 1,4 MHz, 1,6 V/µs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−0,5	+/−5	+/−18	V
voedingsstroom		0,04	0,08	mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1	50	pA
versterking		10		$\times 10^3$
bandbreedte		1,4		MHz
slew-rate		1,6		V/µs
ingangsspanning			+/−V_b	V
uitgangsspanning			+/−4,9	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	76	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, MAXIM			

BEHUIZING(EN)



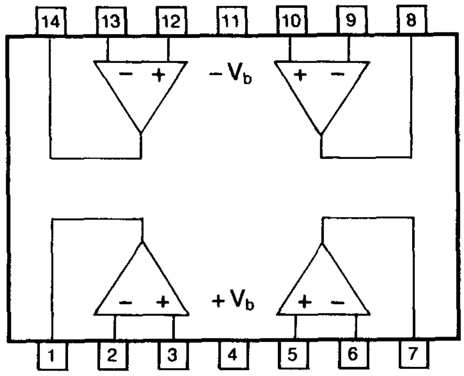
3.4 Type-beschrijving

ICL 7642

10 mV, 1,4 MHz, 1,6 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning	+/−1	+/−5	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			10	mV
offset-stroom		0,5	30	pA
bias-stroom		1	50	pA
versterking		10		$\times 10^3$
bandbreedte		1,4		MHz
slew-rate		1,6		V/μs
ingangsspanning			$+/-V_b$	V
uitgangsspanning			+/−4,9	V
uitgangsstroom				mA
C M R R	76	96		dB
cross-talk		120		dB
fabrikant(en)	Intersil, MAXIM			

BEHUIZING(EN)



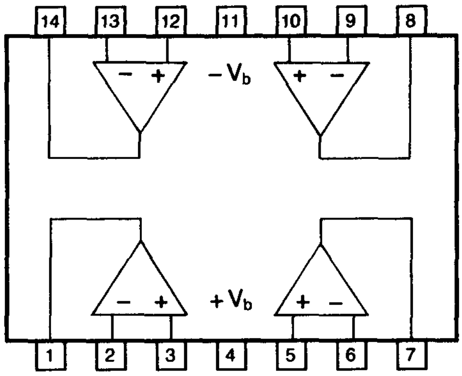
3.4 Type-beschrijving

MC 33084

5 mV, 10 MHz, 40 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15		V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom			200	pA
versterking				$\times 10^3$
bandbreedte		10		MHz
slew-rate		40		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14,7		V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



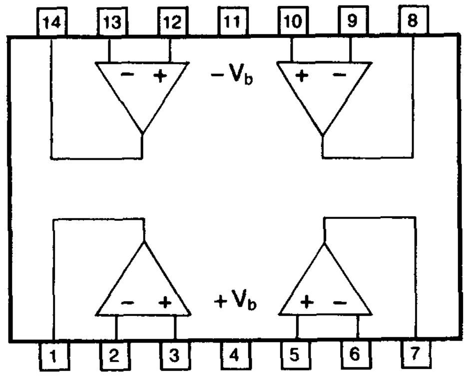
3.4 Type-beschrijving

MC 33085

5 mV, 20 MHz, 80 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15		V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom			200	pA
versterking				×10³
bandbreedte		20		MHz
slew-rate		80		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14,7		V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



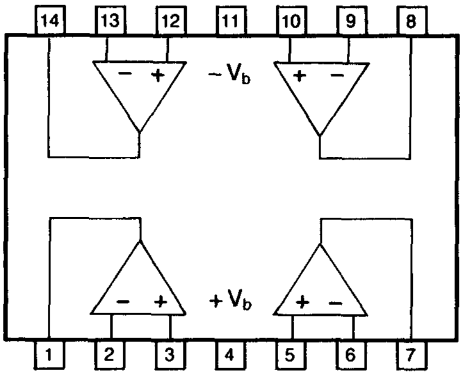
3.4 Type-beschrijving

MC 34001

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		25	50	pA
bias-stroom		50	100	pA
versterking	50	150		$\times10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−16	V
uitgangsspanning		+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



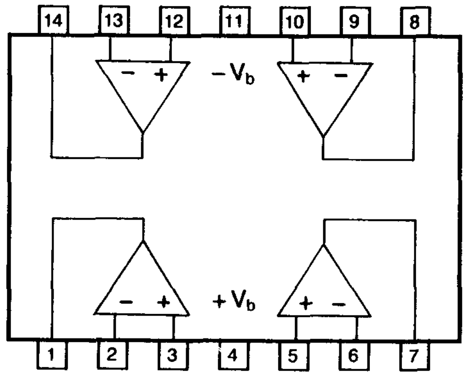
3.4 Type-beschrijving

MC 34002

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		25	50	pA
bias-stroom		50	100	pA
versterking	50	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−16	V
uitgangsspanning		+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



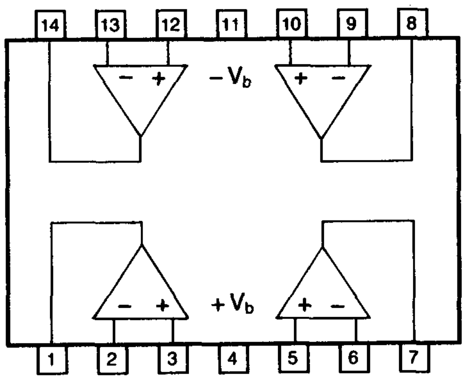
3.4 Type-beschrijving

MC 34004

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom				mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		25	50	pA
bias-stroom		50	100	pA
versterking	50	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning			+/−16	V
uitgangsspanning		+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



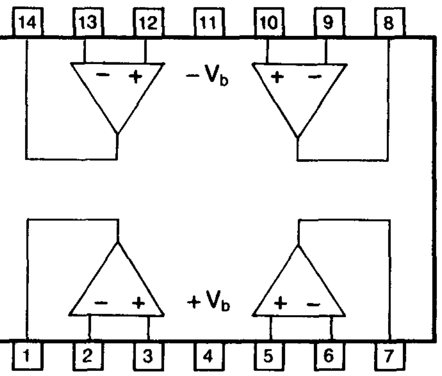
3.4 Type-beschrijving

MC 34084

5 mV, 10 MHz, 40 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15		V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom			200	pA
versterking				$\times 10^3$
bandbreedte		10		MHz
slew-rate		40		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14,7		V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



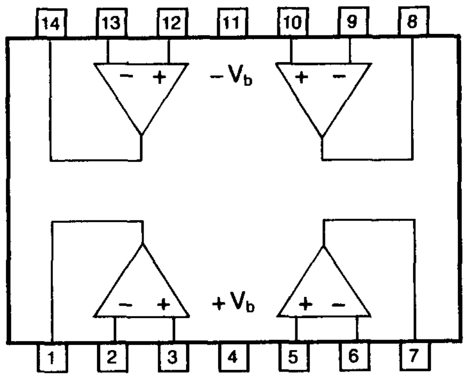
3.4 Type-beschrijving

MC 34085

5 mV, 20 MHz, 80 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15		V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom			200	pA
versterking				$\times 10^3$
bandbreedte		20		MHz
slew-rate		80		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14,7		V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



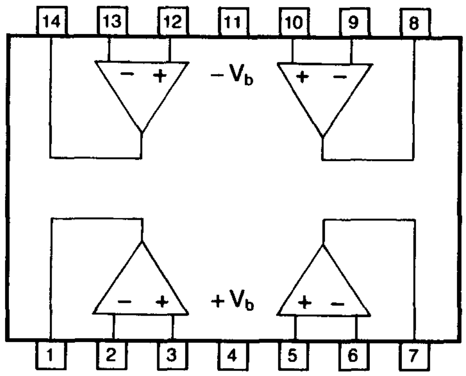
3.4 Type-beschrijving

MC 35001

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		10	25	pA
bias-stroom		40	75	pA
versterking	50	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



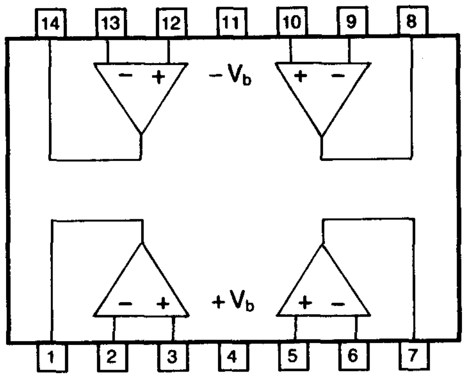
3.4 Type-beschrijving

MC 35002

2 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning		1	2	mV
offset-stroom		10	25	pA
bias-stroom		40	75	pA
versterking	50	150		$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14		V
uitgangsstroom				mA
C M R R	80	100		dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



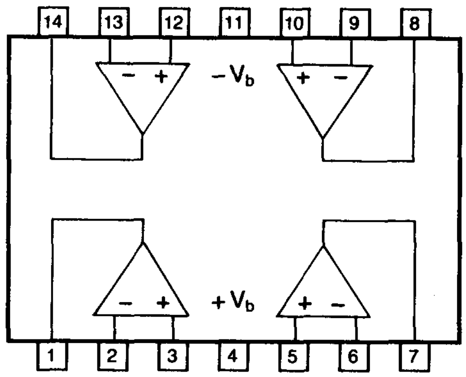
3.4 Type-beschrijving

MC 35004

4 mV, 4 MHz, 13 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15	+/−18	V
voedingsstroom		1,4	2,5	mA
offset-spanning			4	mV
offset-stroom			20	pA
bias-stroom			50	pA
versterking	25			$\times 10^3$
bandbreedte		4		MHz
slew-rate		13		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning	+/−10	+/−12		V
uitgangsstroom				mA
CMRR	80			dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



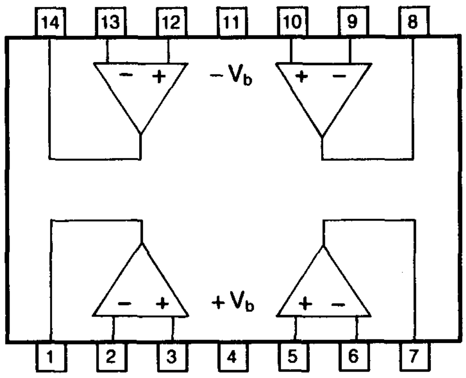
3.4 Type-beschrijving

MC 35084

5 mV, 10 MHz, 40 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning		+/−15		V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom			200	pA
versterking				$\times 10^3$
bandbreedte		10		MHz
slew-rate		40		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/−14,7		V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



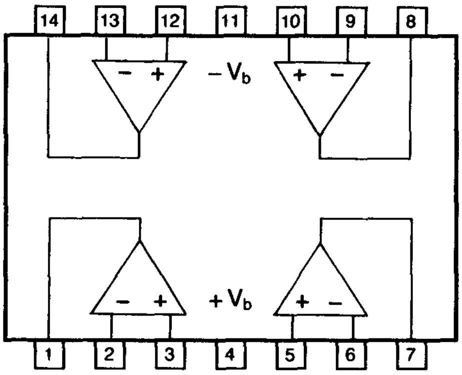
3.4 Type-beschrijving

MC 35085

5 mV, 20 MHz, 80 V/μs

parameter	MIN	TYP	MAX	E
voedingsspanning				V
voedingsstroom				mA
offset-spanning			5	mV
offset-stroom				pA
bias-stroom			200	pA
versterking				$\times 10^3$
bandbreedte		20		MHz
slew-rate		80		V/μs
ingangsspanning				V
uitgangsspanning		+/–14,7		V
uitgangsstroom				mA
C M R R				dB
cross-talk				dB
fabrikant(en)	Motorola			

BEHUIZING(EN)



3.4 Type-beschrijving

10/5

Spanningsvolgers en stroombuffers

Inhoud

LM6221	stroombuffer	+/-300 mA	50 MHz	800 V/µs
LM6225	stroombuffer	+/-300 mA	50 MHz	800 V/µs
LM6321	stroombuffer	+/-300 mA	50 MHz	800 V/µs
LM6325	stroombuffer	+/-300 mA	50 MHz	800 V/µs

10/5.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Hoewel spanningsvolgers en stroom-buffers voor verschillende doeleinden worden gebruikt en schakeltechnisch erg van elkaar verschillen, lijken zij wat specificatie betreft zo erg op elkaar dat het niet zinvol is deze schakelingen in verschillende paragrafen te bespreken.

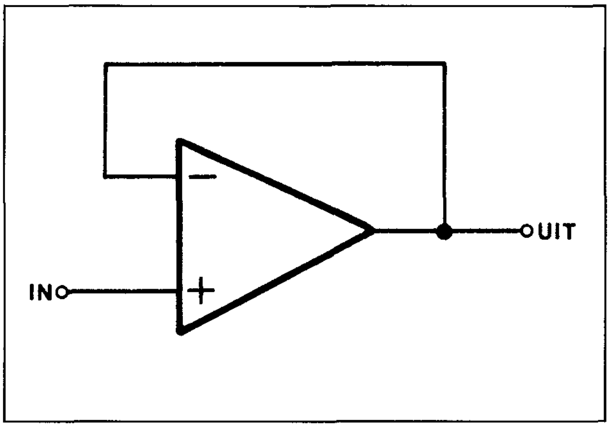
Beide soorten schakelingen hebben onderstaande gemeenschappelijke eigenschappen:
- een zo groot mogelijke ingangs-impedantie;
- een zo klein mogelijke ingangs-capaciteit;
- een spannings-versterking die zo dicht mogelijk bij 1 ligt;
- een uitgangs-impedantie die zo laag mogelijk is;
- een slew-rate die zo hoog mogelijk is.

Het enige wezenlijke verschil is dat aan stroom-buffers als bijkomende eis wordt gesteld dat de uitgangsstroom die de schakeling kan leveren zo groot mogelijk is, terwijl dit bij spanningsvolgers geen rol speelt.

Kort samengevat kan men stellen dat de fabrikanten pogen de theoretisch ideale buffer zo goed mogelijk te benaderen.

Spanningsvolgers

In feite zijn spanningsvolgers niets anders dan operationele versterkers waarbij, zoals geschetst in figuur 10.5/1-1, de uitgang intern rechtstreeks verbonden is met de inverterende ingang. Deze ingang staat dan ook niet afzonderlijk extern ter beschikking.



Figuur 10/5.1-1: Een spanningsvolger bestaat in principe uit een operationele versterker waarbij de uitgang rechtstreeks is verbonden met de inverterende ingang.

Men zou zich dus kunnen afvragen wat de zin is van het op de markt brengen van als 'spanningsvolgers' geadverteerde geïntegreerde schakelingen, als de functie van zo'n onderdeel zonder probleem door de eerste de beste operationele versterker kan worden overgenomen.

Bij spanningsvolgers worden echter intern schakelingen aangebracht, die het IC bestand maken tegen het beruchte 'latch-up'-effect, waar vele operationele versterkers last van hebben als zij als buffer worden toegepast. Dit verschijnsel komt er op neer dat de interne schakelingen van een operationele versterker onder bepaalde ongunstige condities op de ingang zichzelf in een soort bistabiele toestand kunnen brengen, waardoor de uitgangsspanning vastloopt tegen een van de voedingsspanningen. Ook na het

wegnemen van de ongunstige ingangsconditie blijft deze situatie bestaan en de enige remedie om de op-amp weer normaal te laten werken is het even uitschakelen van de voeding.

De bipolaire stroom-buffer

Het meest eenvoudige schema van een bipolaire stroom-buffer is getekend in figuur 10/5.1-2.

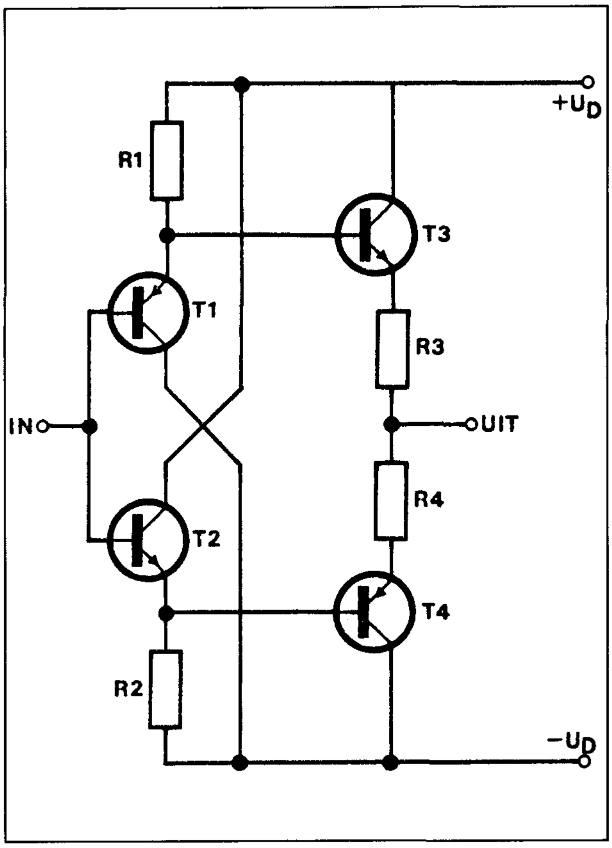
Twee PNP en twee NPN transistoren zijn in een volledig complementaire schakeling opgenomen tussen een positieve en een negatieve voedingsspanning. Als beide complementaire paren identieke eigenschappen hebben zal de uitgangsspanning nul zijn als de ingang aan de massa ligt. Als de ingangsspanning positief wordt zal de basis-emitter spanning van transistor T1 afnemen. Deze halfgeleider gaat minder geleiden waardoor de emitterspanning stijgt. Transistor T3 wordt meer gestuurd, de uitgangsspanning zal ook positief worden. Omdat alle transistoren als emittervolger zijn geschakeld zal de spanningsversterking van het systeem ongeveer gelijk zijn aan een. In de praktijk zijn waarden van 0,99 mogelijk!

De twee weerstanden R3 en R4 in de emitters van de uitgangstransistoren verzorgen de stabilisatie van het systeem. Als de ruststroom door de eindtrap zou stijgen, bijvoorbeeld als gevolg van een stijging van de temperatuur, dan wil de ruststroom toenemen. De basis-emitterspanning gaat dalen, waardoor de transistoren minder gaan geleiden en de stijging van de ruststroom wordt tegen gewerkt.

FET stroom-buffers

De beste stroom-buffers zijn opgebouwd uit een FET ingangskring en een complementaire bipolaire eindtrap, zoals getekend in figuur 10/5.1-3.

De FET T2 is geschakeld als zelf instellende stroombron, die de stroom bepaalt die in rust door de ingangskring vloeit. De twee dioden D1 en D2 verzorgen de bias van de eindtrap, zodat deze in klasse AB staat ingesteld en de



Figuur 10/5.1-2: Het basis-schema van een stroombuffer met bipolaire transistoren.

cross-over vervorming wordt geminimaliseerd.

Door de grote spreiding op de eigenschappen van FET's moet een dergelijke schakeling extern afgeregeld worden. De duurdere FET buffers zijn tijdens de fabrikage door middel van lasers afgeregeld om de specificatie-marges te minimaliseren.

Deze schakelingen worden gekenmerkt door een zeer hoge ingangs-impedantie en een zeer lage ingangs-capaciteit. Waarden van 3 pF zijn haalbaar!

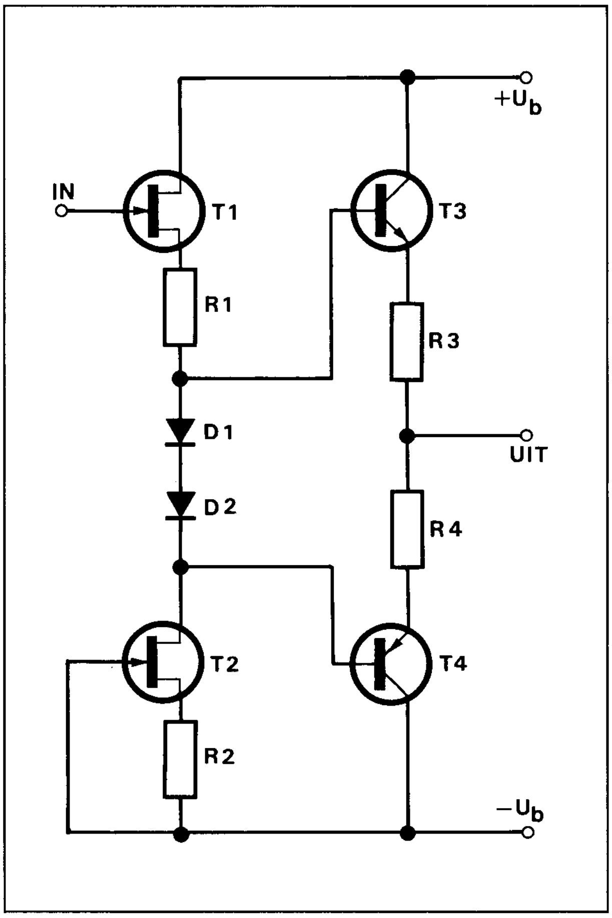
De slew rate

De belangrijkste specificatie van zowel een spanningsvolger als een stroom-buffer is de slew rate.

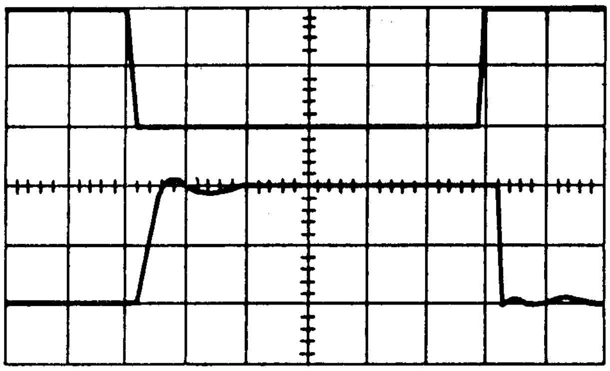
Als men aan de ingang van een schakeling een puls legt die in theorie in een oneindig kleine tijd omschakelt van het ene naar het

5.1 Achtergrond-informatie

andere niveau, dan zal men vast stellen dat de puls op de uitgang de overgangen, dus de stijg- en de daal-tijden, vertraagt. Dit is schematisch voorgesteld in figuur 10/5.1-4. Deze vertraging wordt gedefinieerd door de slew rate. Deze grootheid geeft de maximale spanningsvariatie per μs die de uitgang kan leveren als de schakeling wordt aangestuurd met een maximale ingangsspanning. De slew rate wordt dus uitgedrukt in V per μs (V/μs).
Let wel dat de slew rate een andere grootheid is dan de stijgtijd. De stijgtijd geeft de tijd die de uitgangsspanning nodig heeft om te stijgen van 10 naar 90 % van de maximale uitgangsspanning bij het aanleggen van kleine signalen aan de ingang. De slew rate is dus een meer algemene grootheid dan de



Figuur 10/5.1-3: Het basis-schema van een stroombuffer met hoog-ohmige FET-ingang.



Figuur 10/5.1-4: Het verschijnsel 'slew-rate' grafisch toegelicht.

stijgtijd, omdat de tweede uit de eerste kan afgeleid worden.

Toepassingen

Spanningsvolgers en stroom-buffers worden daar gebruikt, waar een snel of hoogfrequent signaal afgetakt moet worden van een deel van een schakeling dat een vrij hoge inwendige weerstand heeft. Zonder buffer zou het onmogelijk zijn dit signaal aan te bieden aan een andere schakeling of te versturen langs een lange lijn. De ingangs-impedantie van de andere schakeling of de impedantie en capaciteit van de lijn zouden tot gevolg hebben dat er weinig van het signaal overbleef. Er zou immers een zuiver resistieve of resistief/capacitieve spanningsdeler worden gevormd, samengesteld uit de inwendige impedantie van de schakeling die het signaal levert (de bron) en de ingangsimpendantie van de schakeling die het signaal ontvangt of de lijn-impedantie van de kabel die het signaal verstuurt.
Het grootste deel van het signaal zou vallen over de hoge inwendige impedantie van de bron.
Door het tussen schakelen van een spanningsvolger zal de bron worden afgesloten met de zeer hoge ingangs-impedantie van de volger en slechts capacitief belast worden

5.1 Achtergrond-informatie

door de zeer lage ingangs-capaciteit van de spanningsvolger. De zeer lage uitgangs-impedantie van de spanningsvolger is in staat het signaal zo goed als onverzwakt en onvervormd aan de daarop volgende schakelingen of de lijn aan te bieden.

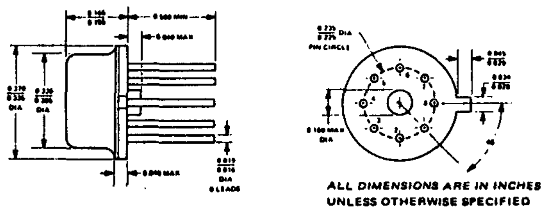
10/5.2

Type-beschrijving

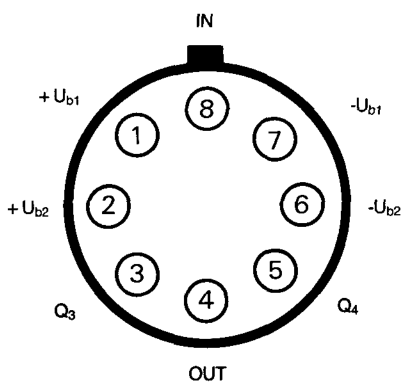
HIC 037

+/− 100 mA

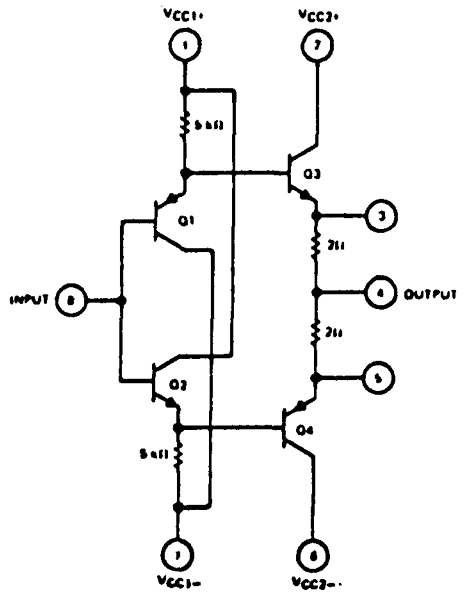
Verouderde stroom-buffer van Texas Instruments, die precies volgens het in paragraaf 10/5.1 beschreven fundamentele schema is opgebouwd.



Figuur 10/5.2-1: Behuizing van de HIC 037.



Figuur 10/5.2-2: Aansluitgegevens van de HIC 037.



Figuur 10/5.2-3: Intern schema van de HIC 037.

Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: speciaal, zie figuur 10/5.2-1
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-2
- intern schema: figuur 10/5.2-3
- voedingsspanningen: +/− 22 V max.
- voedingsstromen (rust): +/− 10 mA max.
- ingangsspanning: +/− 22 V max.
- ingangs-impedantie: 200 kΩ typisch
- offset-spanning: +/− 100 mV max.
  +/− 40 mV typisch
- offset-stroom: +/− 10 μA max.
  +/− 6 μA typisch.

5.2 Type-beschrijving

- spanningsversterking: 0,97 typisch
- uitgangsspanning: +/−11 V max.
- uitgangs-impedantie: 6 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/−100 mA max. continu
  +/−400 mA max. puls
- bandbreedte: 50 MHz typisch
- harmonische vervorming: 0,1 % typisch

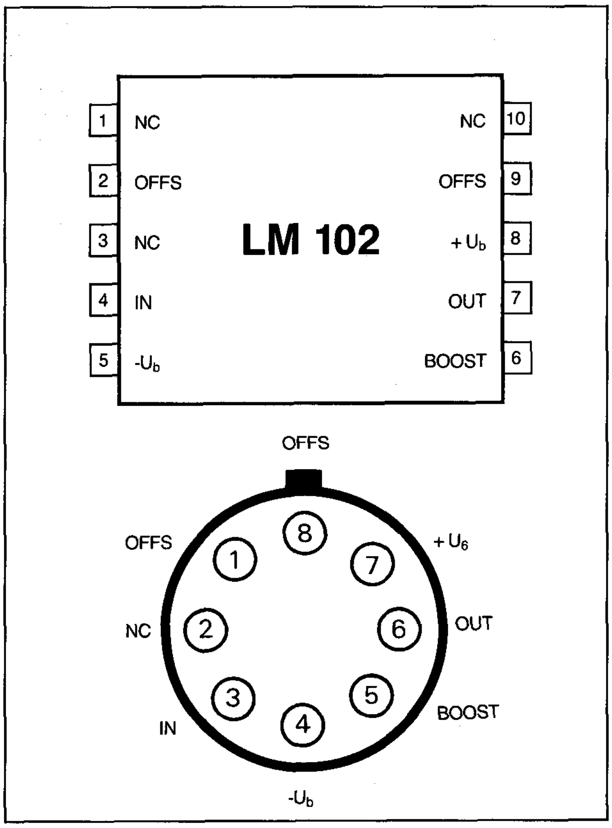
LM 102

10 V/µs

Universele spanningsvolger met hoge ingangs-impedantie en kortsluitvaste uitgang die pen-compatible is met de standaard operationele versterkers zoals de 709.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor, Intersil
- behuizing: TO-5, DIL-10
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-4



Figuur 10/5.2-4: Aansluitgegevens van de LM 102.

- voedingsspanningen: +/−18 V max.
  +/−15 V typisch
  +/− 12 V min.
- voedingsstromen (rust): +/−4 mA max.
- ingangsspanning: +/−15 V max.
- ingangs-impedantie: 10^{12} Ω typisch
- ingangs-capaciteit: 3 pF max.
- offset-spanning: +/−7,5 mV max.
- bias-stroom: 10 nA max.
- spanningsversterking: 0,9996 typisch
- uitgangsspanning: +/−13 V max.
- uitgangs-impedantie: 0,8 Ω typisch
- temp. bereik: −55 → +125 °C
- slew rate: 10 V/µs typisch.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/5.2-5:

Het compenseren van de offset-spanning.

- figuur 10/5.2-6:

De LM 102 gebruikt als afsluit-buffer van de hold-condensator in een sample-and-hold schakeling.

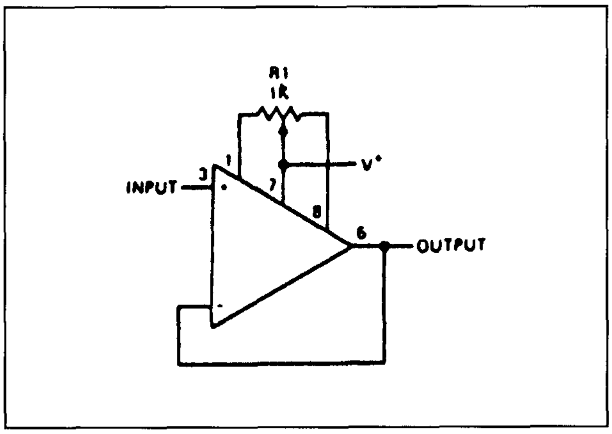
- figuur 10/5.2-7:

Twee LM 102 IC's vormen de ingangskringen van een instrumentatie-versterker.

LM 202

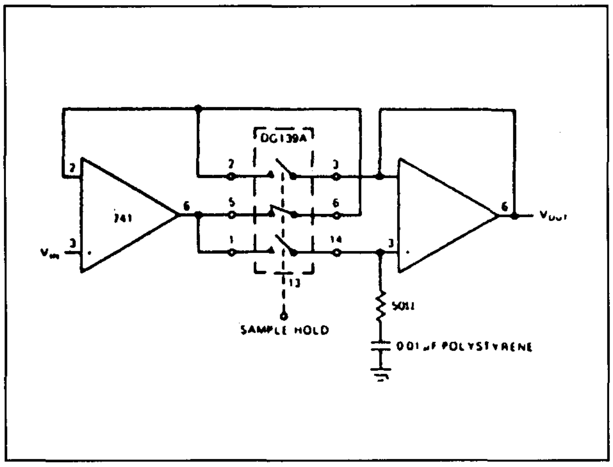
10 V/µs

Schakeltechnisch identiek aan de LM 102, echter met op enige punten afwijkende specificaties.

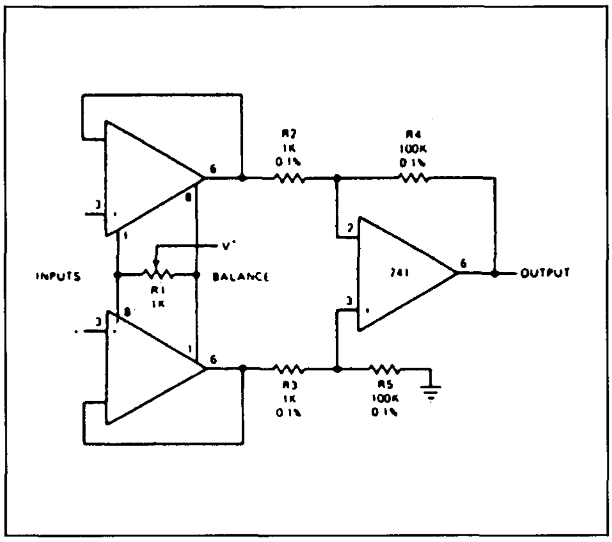


Figuur 10/5.2-5: Offset-compensatie bij de LM 102.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-6: Sample-and-hold met de LM 102.



Figuur 10/5.2-7: Instrumentatie-versterker met twee LM 102 schakelingen in de differentiële ingang.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-5
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-4
- offset-spanning: +/− 15 mV max.
- bias-stroom: 15 nA max.
- spanningsversterking: 0,9995 typisch
- temp. bereik: −25 → +85 °C.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 102.

LM 302

10 V/μs

Schakeltechnisch identiek aan de LM 102, echter met op enige punten afwijkende specificaties.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor, Intersil
- behuizing: TO-5, DIL-10
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-4
- offset-spanning; +/− 20 mV max.
- bias-stroom: 30 nA max.
- spanningsversterking: 0,9995 typisch
- temp. bereik: 0 → +70 °C

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 102.

LM 110

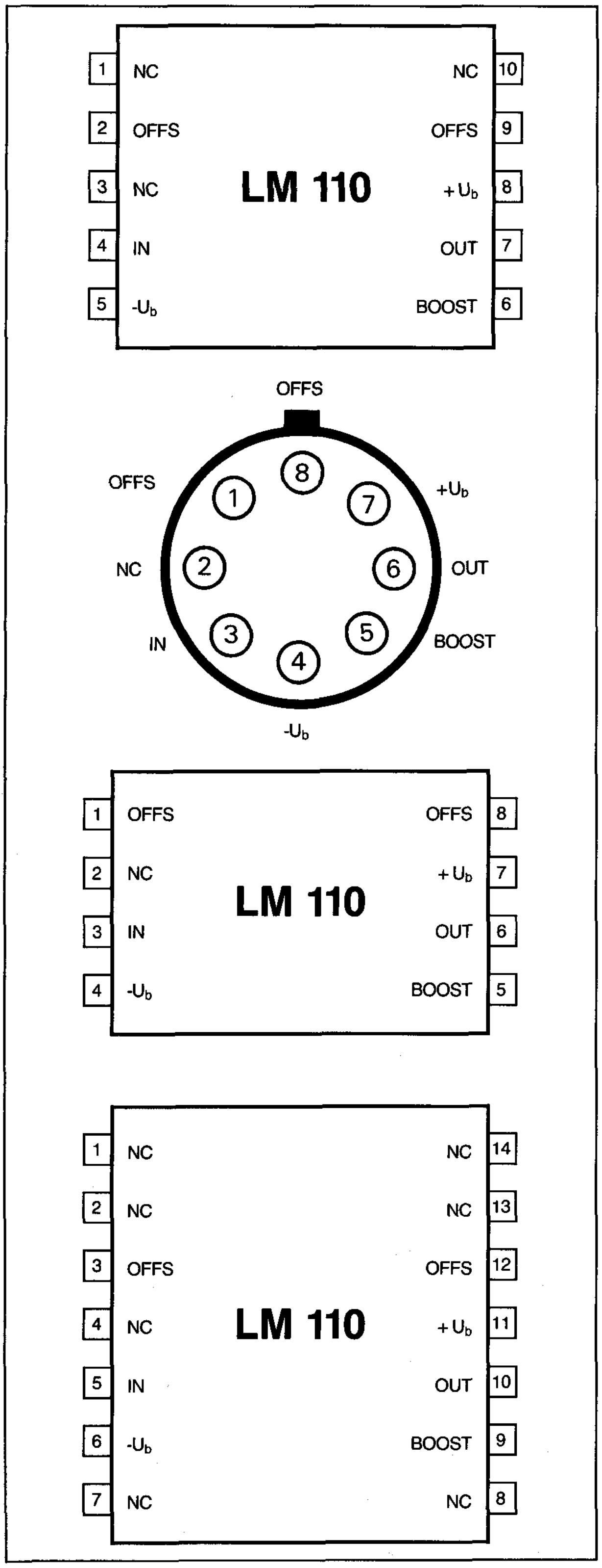
30 V/μs

Universele spanningsvolger met hoge ingangs-impedantie en kortsluitvaste uitgang die pen-compatible is met de standaard operationele versterkers zoals de 709 en de 741.

Technische gegevens

- fabrikant: diversen
- behuizing: TO-5, DIL-8, DIL-10, DIL-14 niet alle fabrikanten leveren alle genoemde behuizingen
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-8
- voedingsspanningen: +/− 18 V max.
  +/− 15 V typisch
  +/− 5 V min.
- voedingsstromen (rust): +/− 4 mA max.
- ingangsspanning: +/− 15 V max.
- ingangs-impedantie: 10^{12} Ω typisch
- ingangs-capaciteit: 1,5 pF max.
- offset-spanning: +/− 6 mV max.
- bias-stroom: 3 nA max.
- spanningsversterking: 0,9999 typisch
- uitgangsspanning: +/− 10 V max.
- uitgangs-impedantie: 0,75 Ω typisch
- temp. bereik: −55 → +125 °C
- slew rate: 30 V/μs typisch

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-8: Aansluitgegevens van de LM 110.

Voorbeeld-schakelingen
- figuur 10/5.2-9:

Een overzicht van de vele toepassingsmogelijkheden van deze zeer universele spanningsvolger.
- figuur 10/5.2-10:

De LM 110 is ook bruikbaar in tal van toepassingen waar in de meeste gevallen een operationele versterker wordt gebruikt.

LM 210

30 V/µs

Schakeltechnisch identiek aan de LM 110, echter met beperkt temperatuursbereik.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-5
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-8
- temp. bereik: – 25 → + 85 °C.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 110.

LM 310

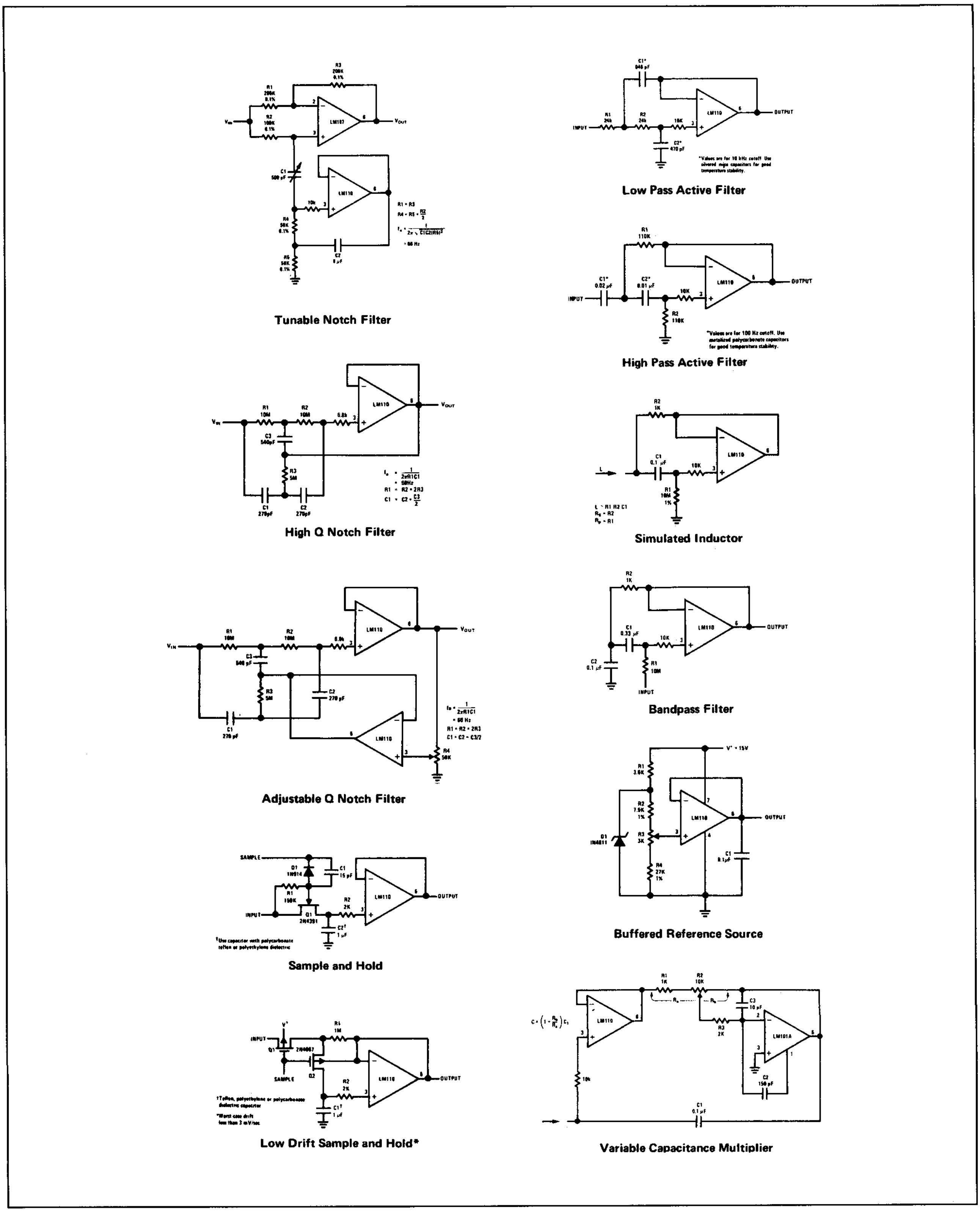
30 V/µs

Schakeltechnisch identiek aan de LM 110, echter met op enige punten afwijkende specificaties.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor, Intersil
- behuizing: TO-5, DIL-8, DIL-10, DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-8
- offset-spanning: + / – 7,5 mV max.
- bias-stroom: 7 nA max.
- temp. bereik: 0 → + 70 °C.

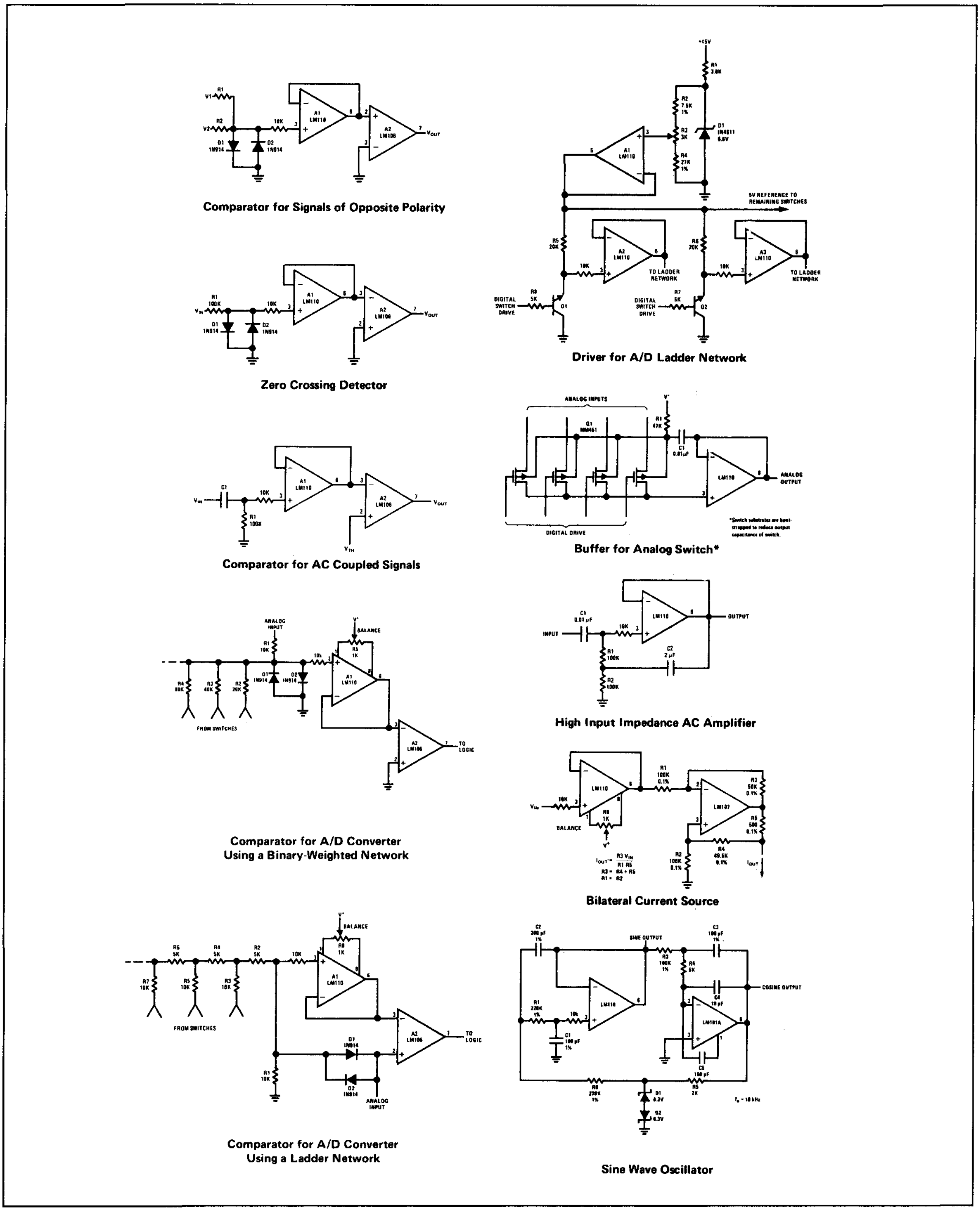
Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 110.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-9: Algemene voorbeeld-schakelingen met de LM 110 spanningsvolger.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-10: Nog meer algemene voorbeeld-schakelingen met de LM 110.

5.2 Type-beschrijving

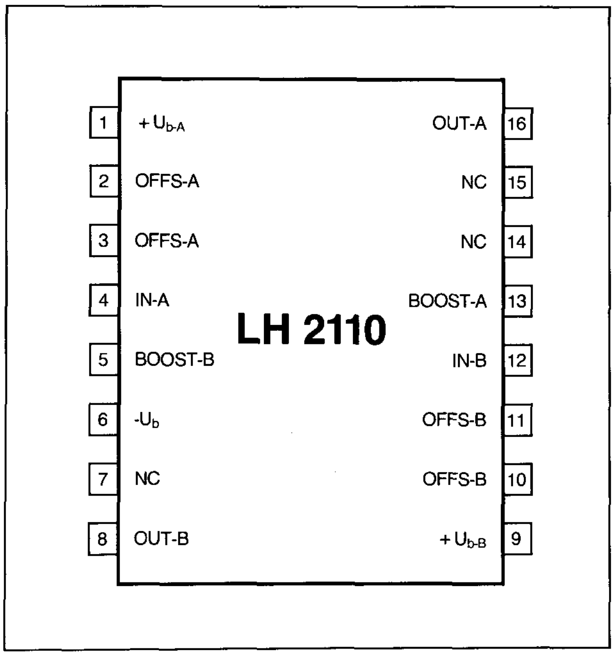
LH 2110

30 V/μs, dual

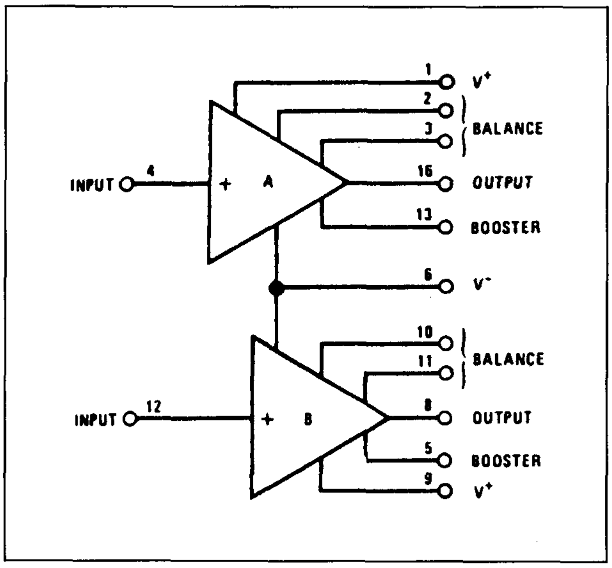
Dubbele spanningsvolger in één behuizing, schakeltechnisch gelijk aan de LM 110, maar met op enige punten afwijkende specificaties.

Technische gegevens:

- fabrikant: diversen
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-11
- intern blokschema: figuur 10/5.2-12
- voedingsspanningen: +/− 18 V max.
  +/− 15 V typisch
  +/− 5 V min.
- voedingsstromen (rust): +/− 4 mA max.
- ingangsspanning: +/− 15 V max.
- ingangs-impedantie: 10^{10} Ω typisch
- ingangs-capaciteit: 1,5 pF max.
- offset-spanning: +/− 4 mV max.
- bias-stroom: 3 nA max.
- spanningsversterking: 0,999 typisch
- uitgangsspanning: +/− 10 V max.
- uitgangs-impedantie: 2,5 Ω typisch
- temp. bereik: −55 → +125 °C.
- slew rate: 30 V/μs typisch



Figuur 10/5.2-11: Aansluitgegevens van de LH 2110.



Figuur 10/5.2-12: Intern blokschema voor de LH 2110.

Voor de voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de LM 110.

LH 2210

30 V/μs, dual

Schakeltechnisch identiek aan de LH 2110, echter met beperkt temperatuursbereik.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-11
- temp. bereik: −25 → +85 °C.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LH 2110.

LH 2310

30 V/μs, dual

Schakeltechnisch identiek aan de LH 2110, echter met op enige punten afwijkende specificaties.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor, Intersil
- behuizing: DIL-16

5.2 Type-beschrijving

- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-11
- offset-spanning: +/−7,5 mV max.
- bias-stroom: 7 nA max.
- temp. bereik: 0 → +70 °C.

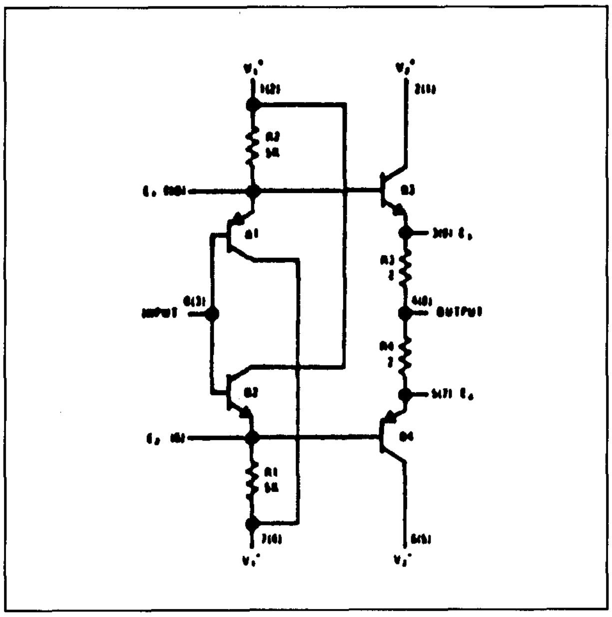
Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LH 2110.

LH 0002

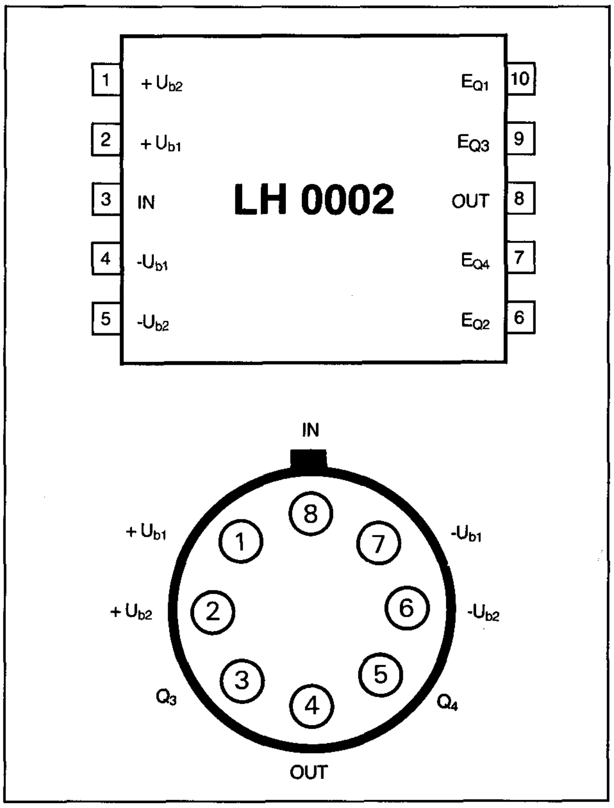
+/−100 mA, 200 V/μs

Stroom-buffer, die precies volgens het in paragraaf 10/5.1 beschreven fundamentele schema is opgebouwd en in de ronde TO-5 behuizing identieke aansluitingen heeft als de HIC 037 van RCA. In de DIL-10 uitvoering staan echter twee extra aansluitingen, de basissen van de eindtransistoren, ter beschikking.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-5, DIL-10
  aansluitgegevens: figuur 10/5.2-13
- intern schema: figuur 10/5.2-14
- voedingsspanningen: +/−22 V max.
  +/−15 V typisch
  +/−5 V min.



Figuur 10/5.2-14: Intern schema van de LH 0002.



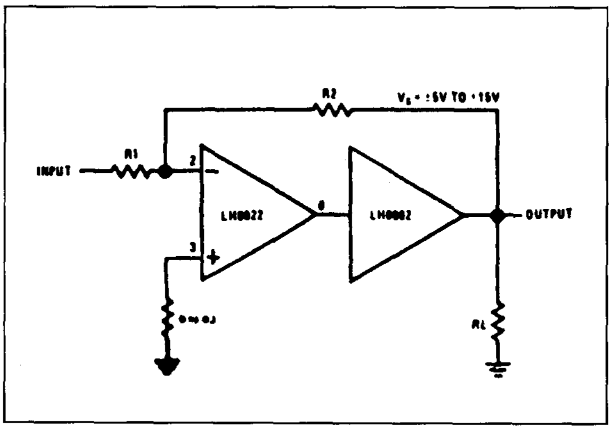
Figuur 10/5.2-13: Aansluitgegevens van de LH 0002.

- voedingsstromen (rust): +/−10 mA max.
- ingangsspanning: +/− U_b max.
- ingangs-impedantie: 400 kΩ typisch
- offset-spanning: +/−30 mV max.
- offset-stroom: 10 μA max.
- spanningsversterking: 0,97 typisch
- uitgangsspanning: +/−11 V max.
- uitgangs-impedantie: 6 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/−100 mA max. continu
  +/−400 mA max. puls
- vervorming: 0,1 % typisch
- slew rate: 200 V/μs typisch
- bandbreedte: 30 MHz

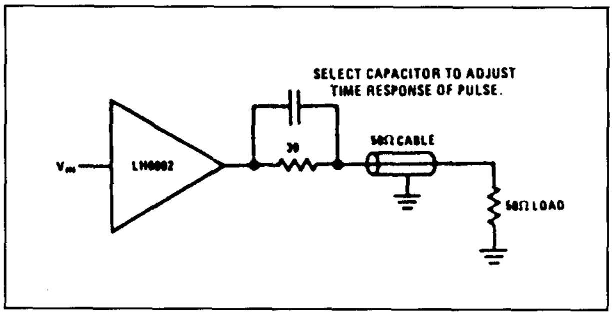
Voorbeeld-schakelingen
- figuur 10/5.2-15:
  De LH 002 vormt samen met een operationele versterker een power op-amp.
- figuur 10/5.2-16:

Breedbandige 50 Ω kabel-drijver.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-15: De LH 0002 als uitgangstrap van een operationele versterker.



Figuur 10/5.2-16: DE LH 0002 als kabel-drijver.

SH 0002

+/− 100 mA, 200 V/µs

Stroom-buffer, die precies volgens het in paragraaf 10/5.1 beschreven fundamentele schema is opgebouwd en in de ronde TO-5 behuizing identieke aansluitingen heeft als de HIC 037 van RCA of de LH 002 van National. Is ook wat de belangrijkste technische gegevens betreft in grote lijnen identiek aan de LH 0002.

Technische gegevens

- fabrikant: Fairchild
- behuizing: TO-5
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-13 (onder)
- intern schema: figuur 10/5.2-14

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LH 0002.

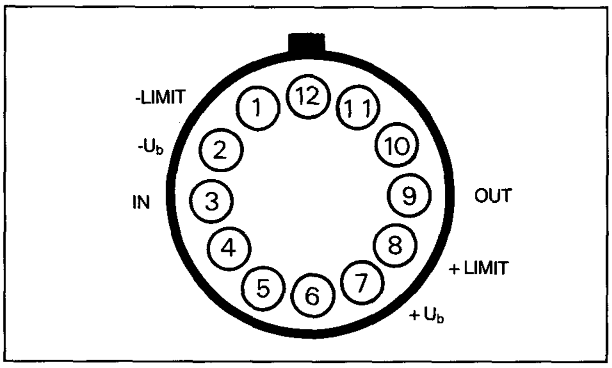
HA 2630

+/− 400 mA, 500 V/µs

Stroom-buffer, die ontworpen is om na een operationele versterker geschakeld te worden en deel uit te maken van de terugkoppeling. De schakeling heeft twee stroombegrenzingsaansluitingen, die in serie met stroomsensor-weerstanden met de positieve en negatieve voedingen verbonden moeten worden.

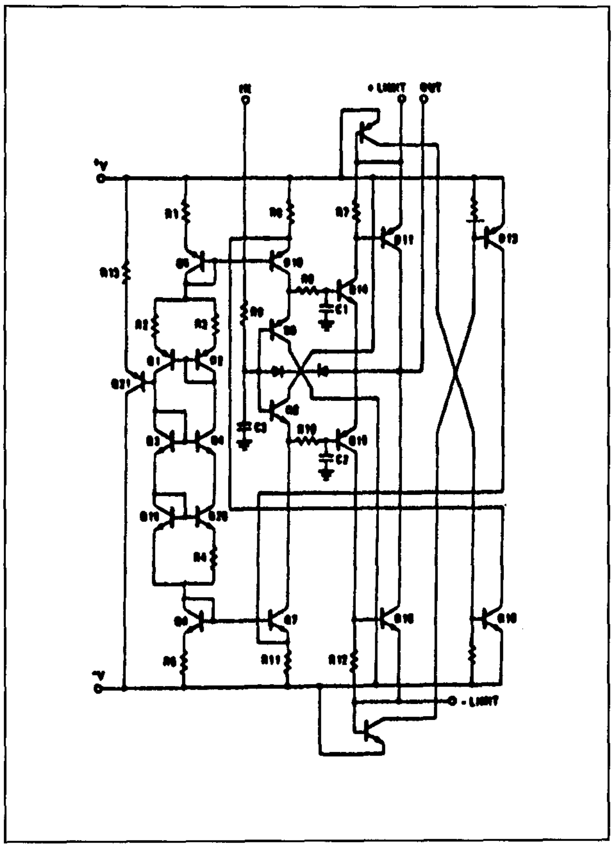
Technische gegevens

- fabrikant: Harris Semiconductors
- behuizing: 12-pens metal can
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-17
- intern schema: figuur 10/5.2-18
- voedingsspanningen: +/−20 V max.
  +/−15 V typisch
  +/−5 V min.
- voedingsstromen (rust): +/−23 mA max.
- ingangsspanning: +/−U_b max.
- ingangs-impedantie: 2 MΩ typisch
- ingangs-capaciteit: 5 pF
- offset-spanning: +/−200 mV max.
- bias-stroom: 200 µA max.
- spanningsversterking: 0,95 typisch
- uitgangsspanning: +/−12 V max.
- uitgangs-impedantie: 2 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/−400 mA max. continu
- vervorming: 0,1 % typisch
- slew rate: 500 V/µs typisch
- bandbreedte: 8 MHz
- temp. bereik: −55 → +125 °C



Figuur 10/5.2-17: Aansluitgegevens van de HA 2630.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-18: Intern schema van de HA 2630.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 10/5.2-19:

De HA 2630 samen met een operationele versterker geschakeld als video versterker/lijn-drijver met een versterking van 20 dB en een bandbreedte van 5 MHz.

HA 2635

+/− 400 mA, 500 V/μs

Schakeltechnisch identiek aan de HA 2630, echter met beperkt temperatuurbereik.

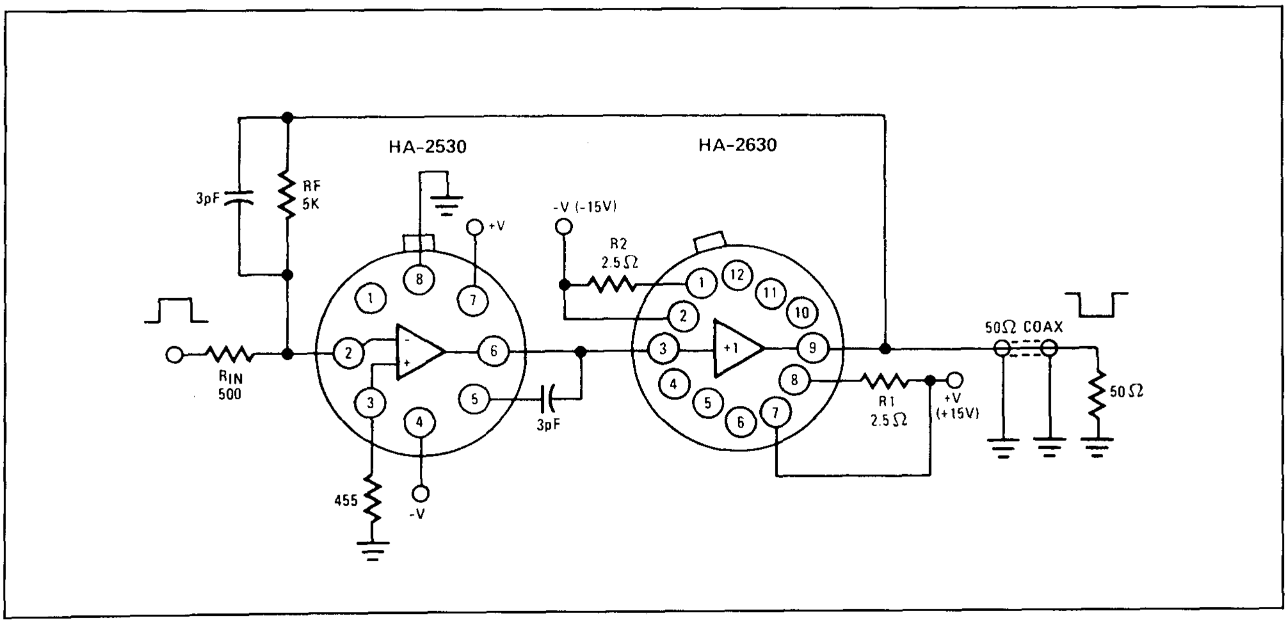
Technische gegevens
- fabrikant: Harris Semiconductors
- behuizing: 12-pens metal can
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-17
- temp. bereik: 0 → +75 °C

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de HA 2630.

LH 0033

+/− 100 mA, 1500 V/μs

Stroom-buffer met JFET ingangstrap met stroombron en met zeer hoge impedantie en bipolaire complementaire uitgangstrap. De



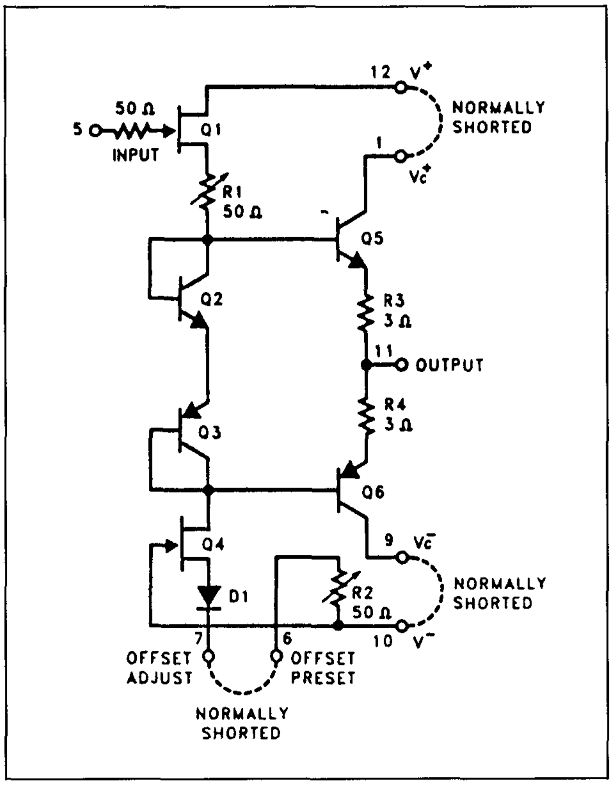
Figuur 10/5.2-19: Video-versterker met een breedbandige op-amp en de HA 2630.

5.2 Type-beschrijving

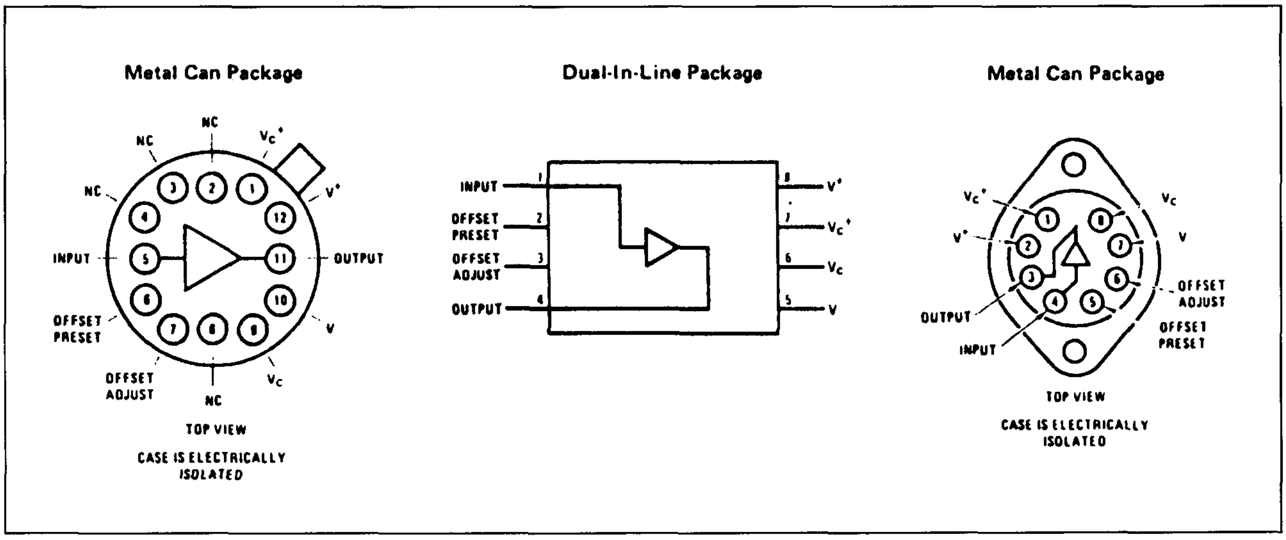
fase-lineariteit is gegarandeerd tot 20 MHz, zodat de schakeling kan gebruikt worden is kwalitatief hoogwaardige videotoepassingen.

Technische gegevens

- fabrikant: MAXIM, National Semiconductor
- behuizing: 12-pens metal can, DIL-8, 8-pens TO-3, MAXIM levert alleen in 12-pens metal can
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-20
- intern schema: figuur 10/5.2-21
- voedingsspanningen: +/– 20 V max.
+/– 15 V typisch
+/– 5 V min.
- voedingsstromen (rust): +/– 24 mA max.
- ingangsspanning: +/– U_b max.
- ingangs-impedantie: 10^{11} Ω typisch
- ingangs-capaciteit: 8 pF
- offset-spanning: +/– 10 mV max.
- bias-stroom: 250 pA max.
- spanningsversterking: 0,96 typisch
- uitgangsspanning: +/– 13 V max.
- uitgangs-impedantie: 1 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/– 100 mA max. continu
+/– 250 mA max. puls
- vervorming: 0,1 % typisch
- slew rate: 1500 V/μs typisch
- bandbreedte: 100 MHz
- fase-lineariteit: 2° max. tot 20 MHz
- delay: 1,5 ns typisch
- stijgtijd: 2,9 ns typisch
- temp. bereik: – 55 → + 125 °C



Figuur 10/5.2-21: Intern schema van de LH 0033.

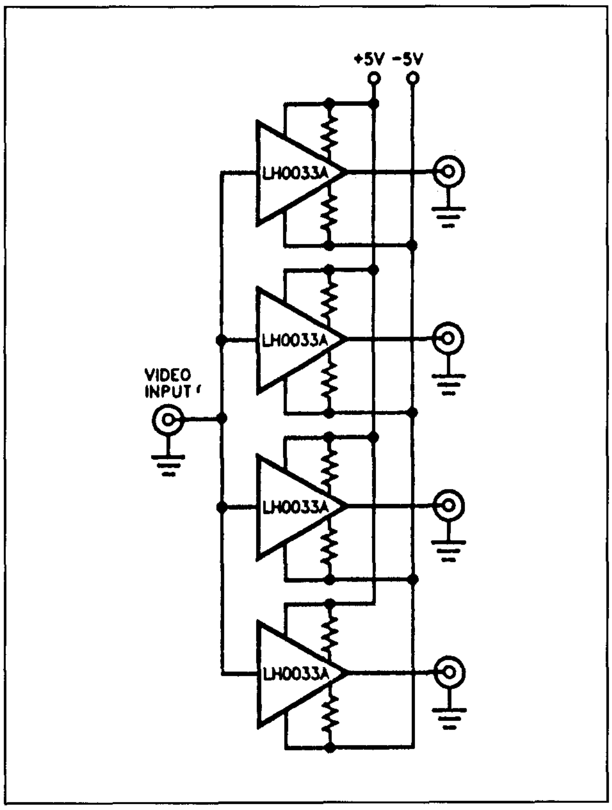


Figuur 10/5.2-20: Aansluitgegevens van de LH 0033.

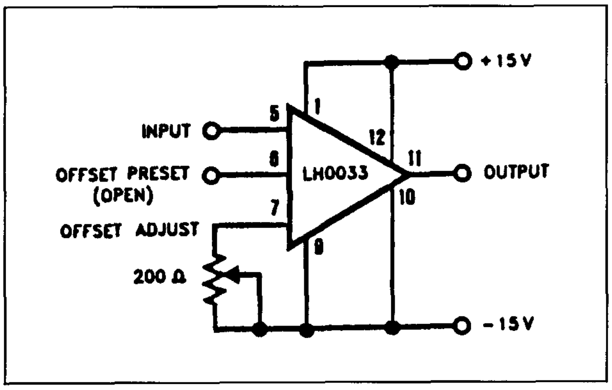
5.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakelingen

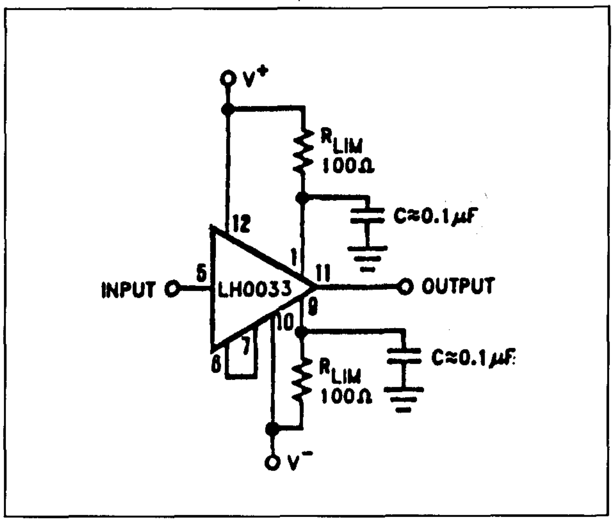
- figuur 10/5.2-22:
- Video verdeel-versterker voor 75 Ω lijnbelastingen.
- figuur 10/5.2-23:
- Basis-systeem voor het extern compenseren van de offset.
- figuur 10/5.2-24:



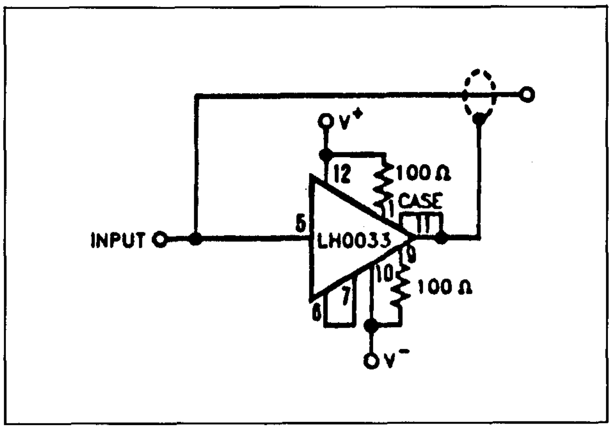
Figuur 10/5.2-22: De LH 0033 in een video-distributie.



Figuur 10/5.2-23: Offset-compensatie bij de LH 0033.



Figuur 10/5.2-24: Stroombegrenzings-weerstanden aangesloten op de LH 0033.



Figuur 10/5.2-25: De LH 0033 als driver van een lange afgeschermde leiding.

Stroombegrenzing door middel van twee stroomsensor weerstanden. De waarde van de weerstanden wordt berekend door de voedingsspanning te delen door de maximaal gewenste uitgangsstroom.

- figuur 10/5.2-25:

Driver voor afgeschermde lijnen, waarbij het onversterkte signaal op de centrale geleider wordt gezet en het door de LH 0033 behandelde signaal op de afscherming. Hierdoor lijkt het alsof de kabel-capaciteit wegvalt en kunnen zeer snelle signalen toch over lange afgeschermde lijnen worden verstuurd zonder verlies op de stijg- of daaltijden.

5.2 Type-beschrijving

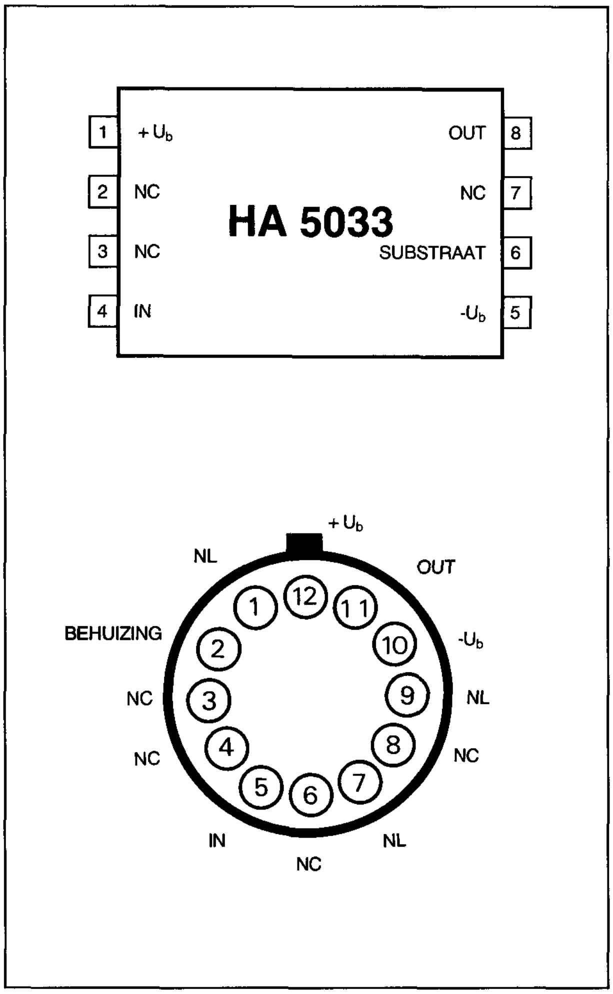
HA 5033

+/−100 mA, 1500 V/μs

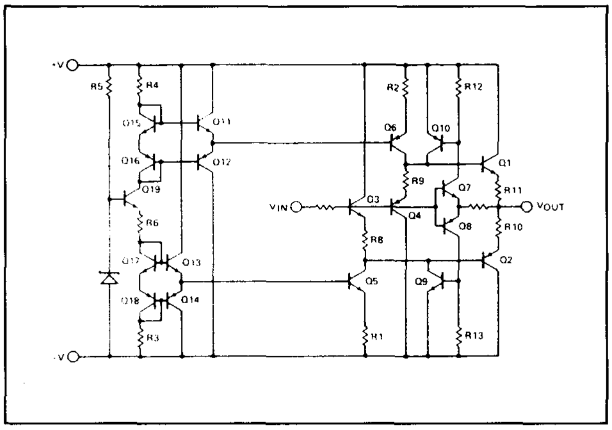
Stroom-buffer met een bandbreedte van 250 MHz en uitstekende fase-karakteristieken, speciaal ontwikkeld voor professionele toepassingen in de video-techniek.

Technische gegevens

- fabrikant: Harris Semiconductors
- behuizing: 12-pens TO-8, DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-26
- intern schema: figuur 10/5.2-27
- voedingsspanningen: +/−20 V max.
  +/−15 V typisch
  +/−5 V min.
- voedingsstromen (rust): +/−30 mA max.
- ingangsspanning: +/−U_b max.



Figuur 10/5.2-26: Aansluitgegevens van de HA 5033.

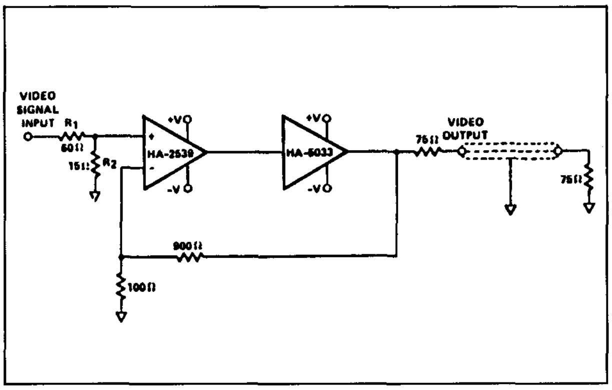


Figuur 10/5.2-27: Intern schema van de HA 5033.

- ingangs-impedantie: 1,5 MΩ typisch
- ingangs-capaciteit: 1,6 pF
- offset-spanning: +/−200 mV max.
- bias-stroom: 25 μA max.
- spanningsversterking: 0,93 typisch
- uitgangsspanning: +/−11 V max.
- uitgangs-impedantie: 5 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/−100 mA max. continu
- vervorming: 0,1 % typisch
- slew rate: 1500 V/μs typisch
- bandbreedte: 65 MHz
- stijgtijd: 3 ns typisch
- delay: 1 ns typisch
- fase-lineariteit over volle bandbreedte: 0,1 °max.
- temp. bereik: −55 → +125 °C.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 10/5.2-28:



Figuur 10/5.2-28: De HA 5033 als video-driver.

5.2 Type-beschrijving

De HA 5033 samen met een zeer snelle operationele versterker geschakeld als video versterker/lijn-drijver met een versterking van 10 en een bandbreedte van 20 MHz.

LH 0063

+/−250 mA, 6000 V/μs

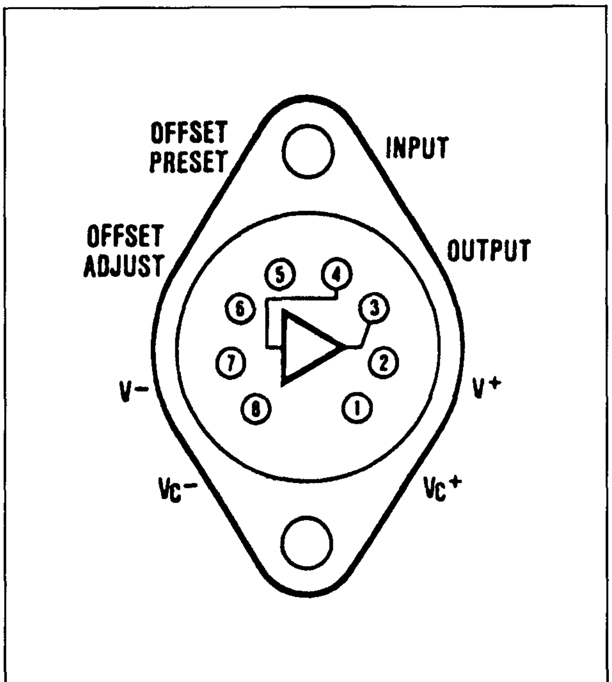
Niet voor niets wordt deze schakeling met zijn bandbreedte van 300 MHz en zijn slew rate van 6 kV/μs (!) in de databoeken 'damn fast buffer' genoemd!

Stroom-buffer met JFET complementaire ingangstrap en bipolaire complementaire uitgangstrap. De fase-lineariteit is gegarandeerd slechts 2° tot 20 MHz, zodat de schakeling kan gebruikt worden is kwalitatief hoogwaardige videotoepassingen.

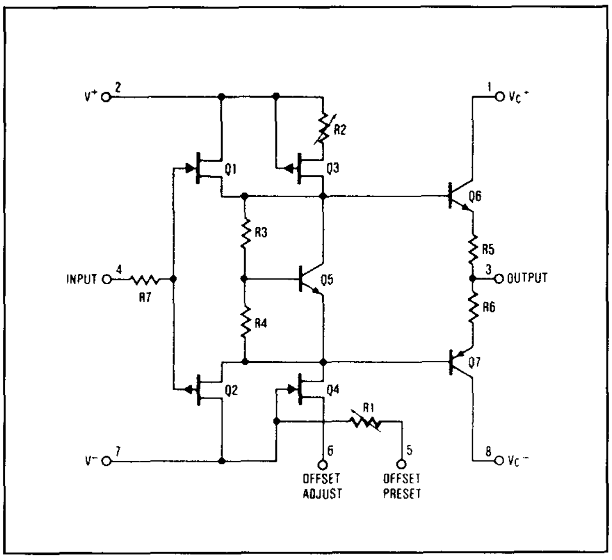
Belangrijke opmerking: deze schakeling is niet kortsluitvast en wordt onherroepelijk vernield bij kortsluiten van de uitgang!

Technische gegevens

- fabrikant: MAXIM, National Semiconductor



Figuur 10/5.2-29: Aansluitgegevens van de LH 0063.



Figuur 10/5.2-30: Intern schema van de LH 0063.

- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-29
- intern schema: figuur 10/5.2-30
- voedingsspanningen: +/−20 V max
+/−15 V typisch
+/−5 V min
- voedingsstromen (rust): +/−50 mA max.
- ingangsspanning: +/− U_b max.
- ingangs-impedantie: 10^{11} Ω typisch
- ingangs-capaciteit: 8 pF
- offset-spanning: +/−25 mV max.
- bias-stroom: 0,5 nA max.
- spanningsversterking: 0,93 typisch
- uitgangsspanning: +/−13 V max.
- uitgangs-impedantie: 1 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/−250 mA max. continue
+/−500 mA max. puls
- vervorming: 0,1 % typisch
- slew rate: 6000 V/μs typisch
- bandbreedte: 300 MHz voor 1 $V_{effectief}$
32 MHz voor volle uitsturing
- fase-lineariteit: 2 ° max. tot 20 MHz
- delay: 1,9 ns typisch
- stijgtijd: 1,6 ns typisch
- temp. bereik: −55 → +125 °C

5.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling

- *figuur 10/5.2-31:*

Video verdeel-versterker met video-schakelaar die twee bronnen verbindt met twee uitgangen voor 75 Ω lijnbelastingen.

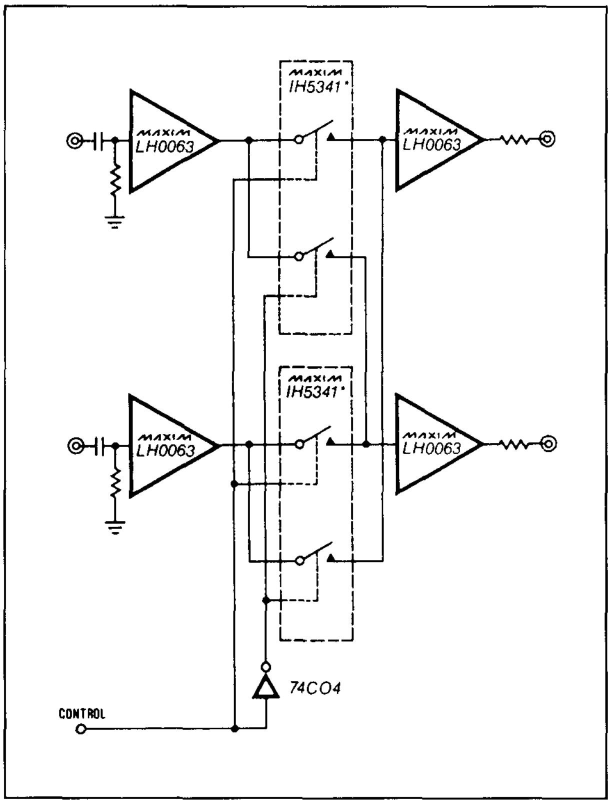
BB 3553

+/− 400 mA, 6000 V/μs

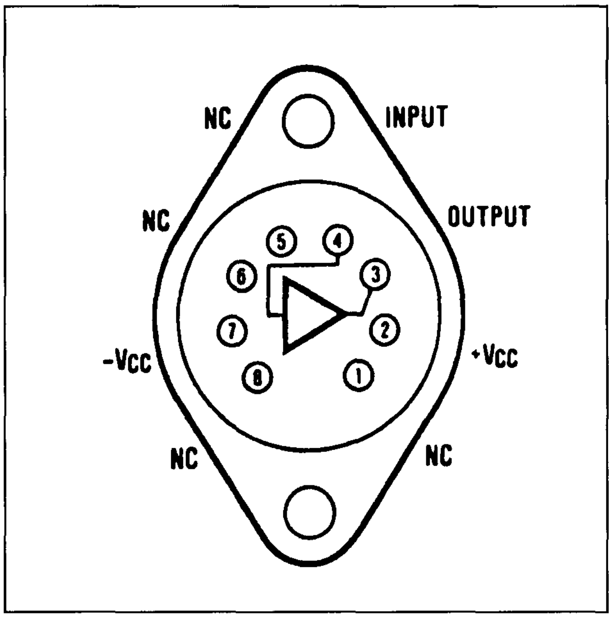
Stroom-buffer met JFET complementaire ingangstrap en bipolaire complementaire uitgangstrap, die beschouwd kan worden als een verbeterde versie van de LH 0063.

De inherente ongelijkheid tussen de P- en N-kanaals JFET's in de ingangstrap worden tijdens de fabrikage door middel van laser-trimming gecompenseerd, zodat geen externe offset-compensatie noodzakelijk is.

Deze schakeling heeft een interne stroombegrenzing die de maximale uitgangsstroom begrenst op +/− 400 mA.



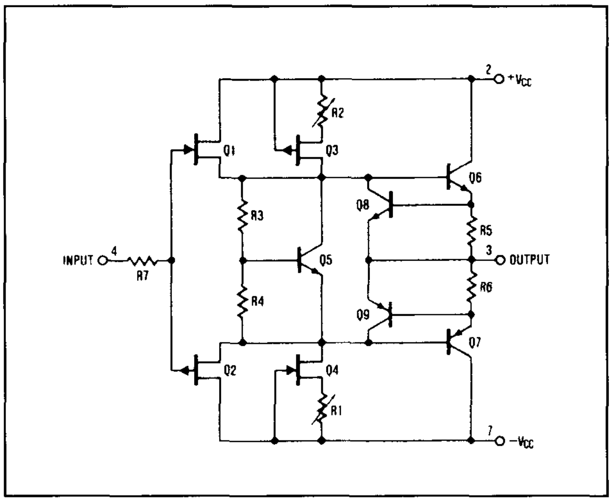
Figuur 10/5.2-31: De LH 0063 in een video-omschakelaar.



Figuur 10/5.2-32: Aansluitgegevens van de BB 3553.

Technische gegevens

- fabrikant: MAXIM
- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-32
- intern schema: figuur 10/5.2-33
- voedingsspanningen: +/− 20 V max.
  +/− 15 V typisch
  +/− 5 min.
- voedingsstromen (rust): +/− 80 mA max.
- ingangsspanning: +/− U_b max.



Figuur 10/5.2-33: Intern schema van de BB 3553.

5.2 Type-beschrijving

- ingangs-impedantie: 10^{11} Ω typisch
- ingangs-capaciteit: 8 pF
- offset-spanning: +/−50 mV max.
- bias-stroom: 0,2 nA max.
- spanningsversterking: 0,93 typisch
- uitgangsspanning: +/−10 V max.
- uitgangs-impedantie: 1 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/−400 mA max. continu
- slew rate: 6000 V/μs typisch
- bandbreedte: 300 MHz voor 1 $V_{effectief}$
  32 MHz voor volle uitsturing
- temp. bereik: −25 → +85 °C

5.2 Type-beschrijving

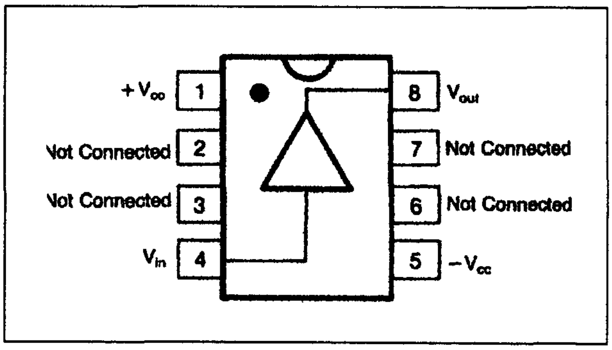
CLC110

spanningsbuffer, 730 MHz, 800 V/µs

De CLC110 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 730 MHz bij een signaal van 0,5 V_{ttt} en een settling tijd van typisch 5 ns tot 0,2 %. De totale harmonische vervorming bedraagt slechts -65 dB bij een signaal van 20 MHz. De schakeling is ontworpen voor toepassing in snelle ADC's en PLL's.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8 en SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-34
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 V_{ttt}:
    730 MHz typisch bij +25 °C
    >400 MHz typisch bij -40 °C
    >300 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 5 V_{ttt}:
    90 MHz typisch bij +25 °C
    >50 MHz typisch bij -40 °C
    >50 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 1,0 dB typisch
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,7° typisch
- groepvertraging:
  kleiner dan 0,75 ns typisch
- stijgtijd 0,5 V: kleiner dan 0,4 ns typisch
- stijgtijd 5 V: kleiner dan 4,5 ns typisch
- daaltijd 0,5 V: kleiner dan 0,4 ns typisch
- daaltijd 5 V: kleiner dan 4,5 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 15 % typisch
- settling tot 2 V: 5 ns typisch
- slew rate: 800 V/µs typisch
- 2de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -65 dB typisch
  bij 50 MHz (2 V) kleiner dan -60 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -65 dB typisch
  bij 50 MHz (2 V) kleiner dan -60 dB typisch
- equivalente ingangssruis:
  kleiner dan -158 dBm typisch
- versterking: 0,97 V/V typisch
- uitgangsoffset: 2 mV typisch
- ingangs bias stroom: 20 µA typisch
- ingangsweerstand: 160 kΩ typisch
- ingangscapaciteit: 1,6 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 2 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +/-4 V typisch bij 100 Ω
- uitgangsstroom: +/-70 mA typisch

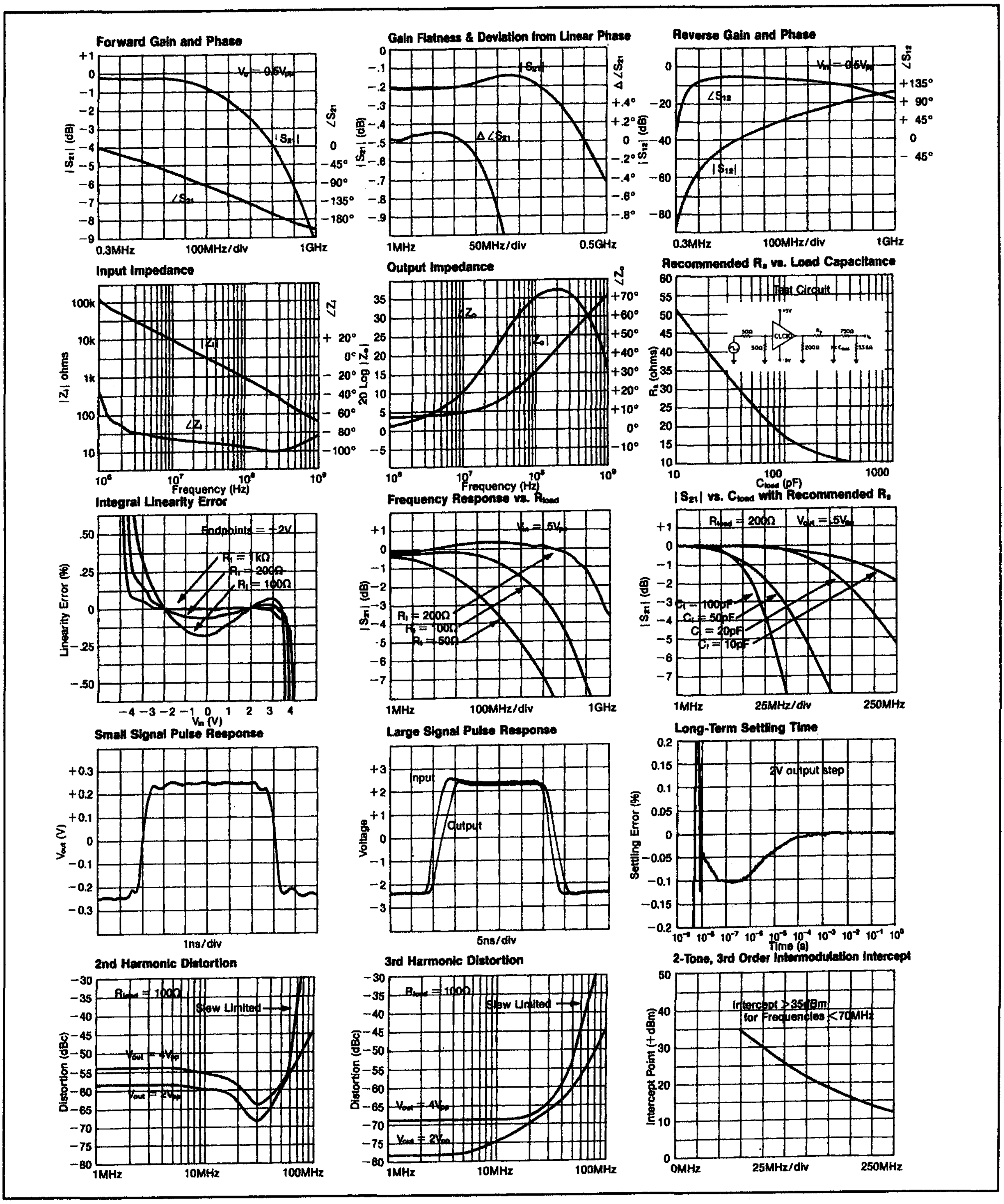


Figuur 10/5.2-34: Aansluitgegevens van de CLC110.

Belangrijkste parameters

In het overzicht van figuur 10/5.2-35 worden de belangrijkste parameters van de CLC110 samengevat.

5.2 Type-beschrijving

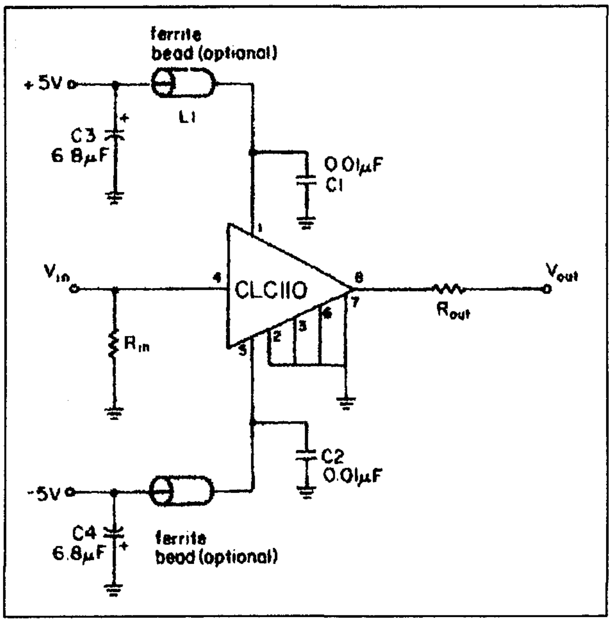


Figuur 10/5.2-35: De belangrijkste parameters van de CLC110.

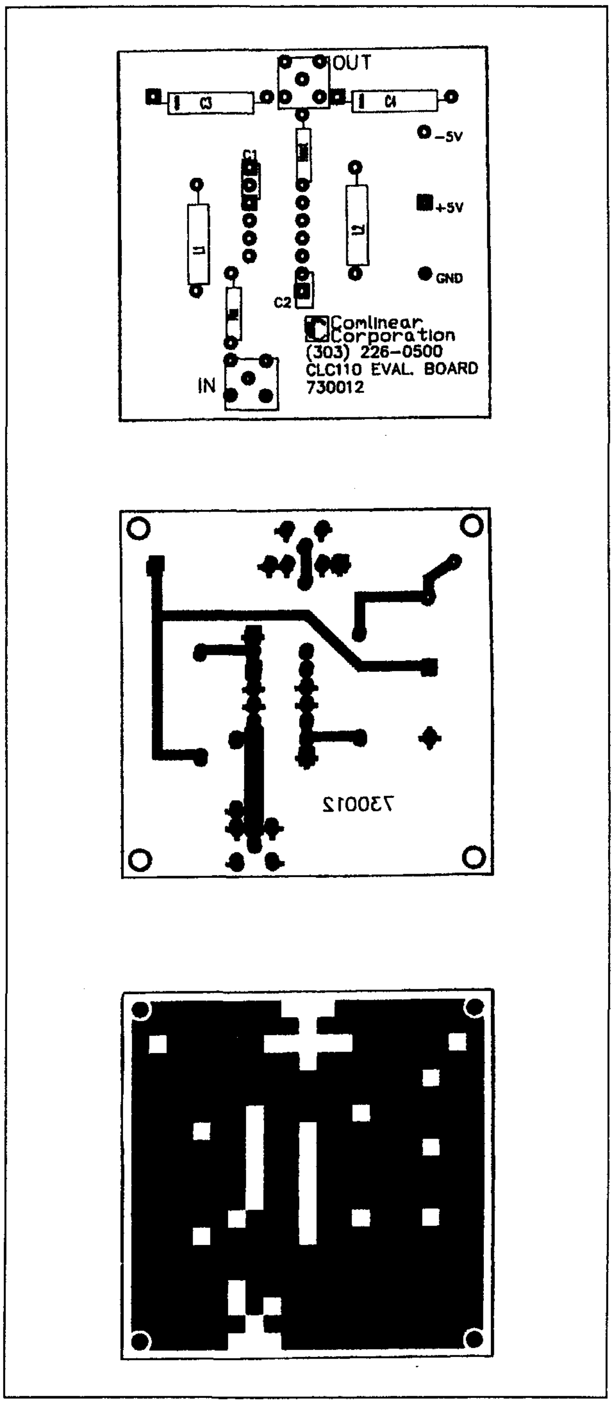
5.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/5.2-36 is de standaard schakeling rond de CLC110 getekend. De pennen 2, 3, 6 en 7 moeten met de ground-plane worden verbonden. In- en uitgangssporen moeten als tranmissielijnen op de print worden opgenomen. De afsluitweerstanden moeten zo dicht mogelijk bij de pennen van het IC worden opgenomen.
In figuur 10/5.2-37 is de aanbevolen print lay-out voor de schakeling weergegeven.



Figuur 10/5.2-36: Standaard toepassing van de CLC110.



Figuur 10/5.2-37: Componentenopstelling, soldeerzijde en componentenzijde van de voorgeschreven print.

5.2 Type-beschrijving

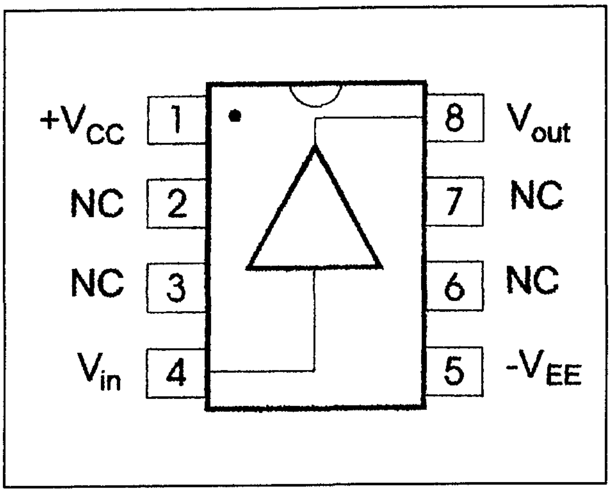
CLC111

spanningsbuffer, 800 MHz, 3.500 V/µs

De CLC111 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 800 MHz bij een signaal van 0,5 Vttt en een slew rate van niet minder dan 3.500 V/µs. De totale harmonische vervorming bedraagt slechts -62 dB bij een signaal van 20 MHz. De schakeling levert een spanningsversterking van typisch 0,996 bij een zeer lage uitgangsimpedantie van slechts 1,7 Ω. De schakeling is, met zijn faseshift van slechts 0,04° bij 4,43 MHz, ideaal voor toepassing in kwalitatief hoogwaardige video-applicaties.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8 en SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-38
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen: +/-12 mA typisch
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 Vttt:
    800 MHz typisch bij +25 °C
    >400 MHz typisch bij -40 °C
    >300 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 4 Vttt:
    450 MHz typisch bij +25 °C
    >250 MHz typisch bij -40 °C
    >200 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,1 dB typisch
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,04° typisch bij 4,43 MHz
- stijgtijd 0,5 V: kleiner dan 0,6 ns typisch
- stijgtijd 4 V: kleiner dan 1,0 ns typisch
- daaltijd 0,5 V: kleiner dan 0,6 ns typisch
- daaltijd 5 V: kleiner dan 1,0 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 5 % typisch
- settling tot 2 V: 16 ns typisch
- slew rate: 3.500 V/µs typisch
- 2de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -62 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -62 dB typisch
- equivalente uitgangsruis:
  kleiner dan 4,0 nV/Hz^{-1}
  kleiner dan 1,6 pA/Hz^{-1}
- versterking:
  zonder belasting: 0,996 V/V typisch
  met 100 Ω belasting: 0,98 V/V typisch
- uitgangsoffset: 2 mV typisch
- ingangs bias stroom: 5 µA typisch
- ingangsweerstand: 1 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 2,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 0,7 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +/-3,1 V typisch bij 100 Ω
- uitgangsstroom: +/-50 mA typisch

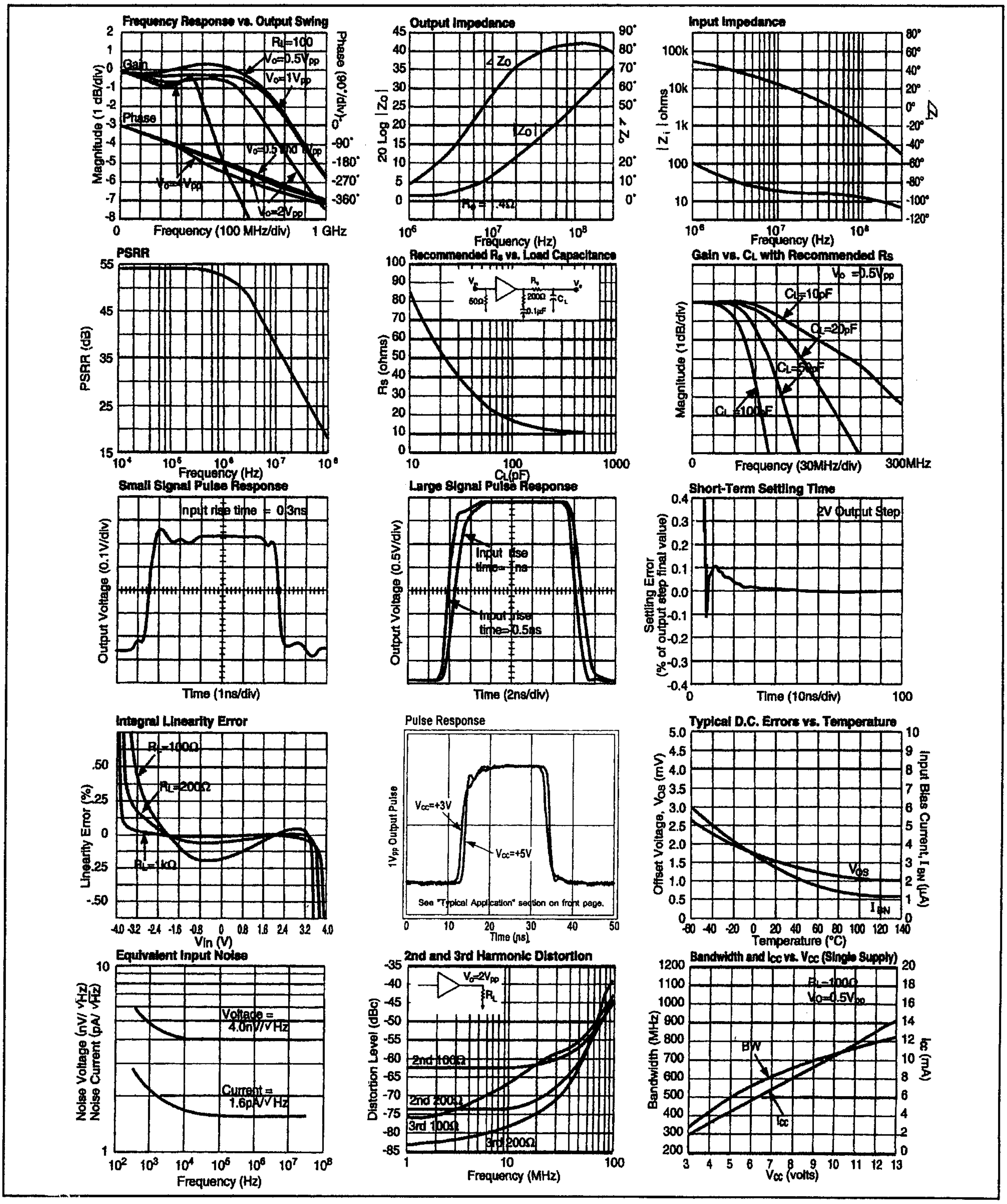


Figuur 10/5.2-38: Aansluitgegevens van de CLC111.

Belangrijkste parameters

In het overzicht van figuur 10/5.2-39 worden de belangrijkste parameters van de CLC111 samengevat.

5.2 Type-beschrijving

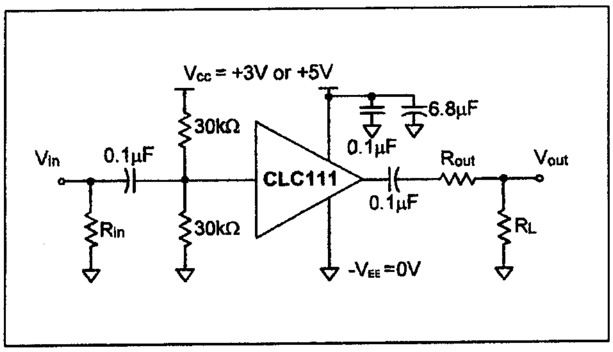


Figuur 10/5.2-39: De belangrijkste parameters van de CLC111.

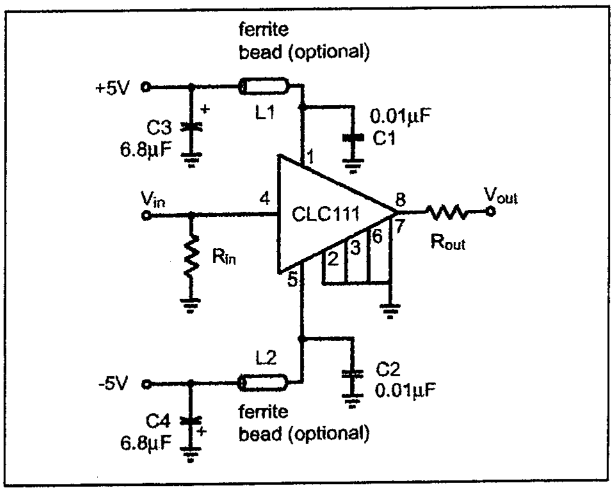
5.2 Type-beschrijving

Unipolaire voeding

Hoewel de CLC111 ontworpen is voor symmetrische voeding, kan de schakeling ook unipolair worden gevoed volgens het schema van figuur 10/5.2-40. De ingang wordt door middel van twee even grote weerstanden ingesteld op de helft van de voedingsspanning, het ingangssignaal moet dan uiteraard capacitief worden ingekoppeld.



Figuur 10/5.2-40: De CLC111 met unipolaire voeding.



Figuur 10/5.2-41: Standaard toepassing van de CLC111.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/5.2-41 is de standaard schakeling rond de CLC111 getekend. De pennen 2, 3, 6 en 7 moeten met de ground-plane worden verbonden. In- en uitgangssporen moeten als tranmissielijnen op de print worden opgenomen. De afsluitweerstanden moeten zo dicht mogelijk bij de pennen van het IC worden opgenomen.

CLC114

viervoudige spanningsbuffer,
200 MHz, 450 V/µs

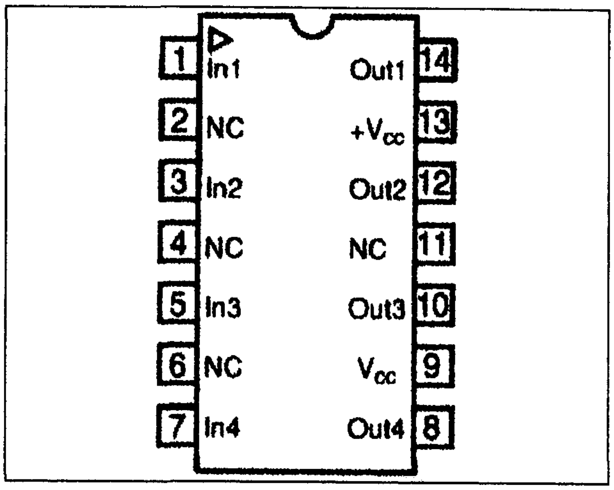
De CLC114 is een viervoudige closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 200 MHz bij een signaal van 0,5 V_{ttt} en een settling tijd van typisch 10 ns tot 0,1 %. De totale harmonische vervorming bedraagt slechts -50 dB bij een signaal van 20 MHz. De schakeling is ontworpen voor toepassing in applicaties die energie-zuinig moeten zijn. Bij +/-5 V voeding bedraagt het opgenomen vermogen slechts 30 mW per buffer. De schakeling wordt aanbevolen voor video-toepassingen, bijvoorbeeld bij het samenstellen van cross-point schakelaars.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14 en SOIC-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-42
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen: +/-12 mA typisch totaal
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 V_{ttt}:
    200 MHz typisch bij +25 °C
    >135 MHz typisch bij -40 °C
    >120 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 2 V_{ttt}:
    95 MHz typisch bij +25 °C
    >70 MHz typisch bij -40 °C
    >70 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,2 dB typisch
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,1° typisch
- stijgtijd 0,5 V: kleiner dan 2,8 ns typisch
- stijgtijd 2 V: kleiner dan 7 ns typisch
- daaltijd 0,5 V: kleiner dan 2,8 ns typisch
- daaltijd 2 V: kleiner dan 7 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 3 % typisch

5.2 Type-beschrijving

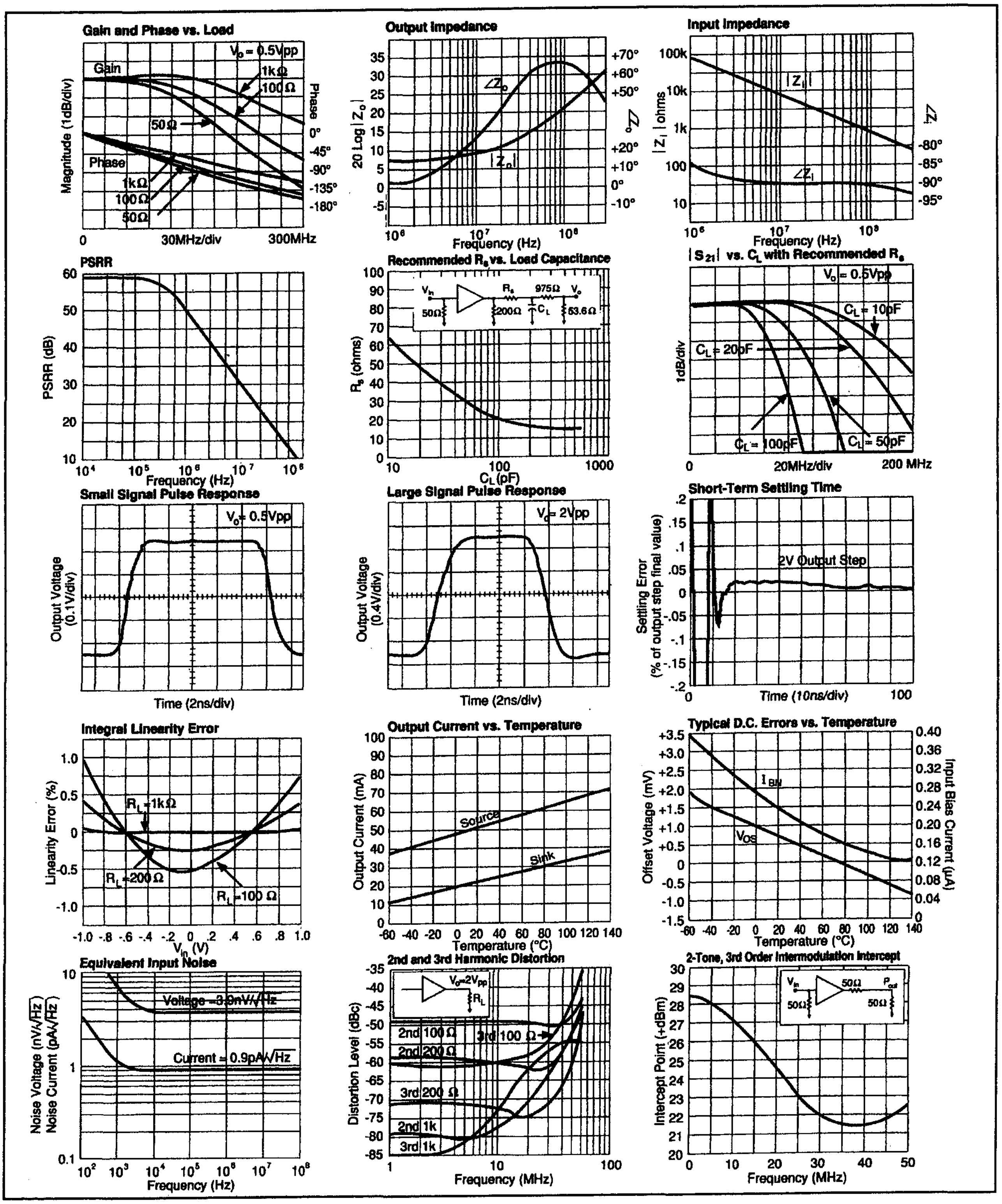
- settling tot 2 V: 10 ns typisch
- slew rate: 450 V/μs typisch
- 2de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -50 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -58 dB typisch
- equivalente ingangsruis:
  kleiner dan -155 dBm typisch
- versterking: 0,97 V/V typisch bij 100 Ω
- uitgangsoffset: 0,5 mV typisch
- ingangs bias stroom: 1 μA typisch
- ingangsweerstand: 1,5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 1,8 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 2,5 Ω typisch
- uitgangsspanning: +/-4 V typisch onbelast
- uitgangsstroom: +/-25 mA typisch
- crosstalk: 62 dB typisch bij 10 MHz



Figuur 10/5.2-42: Aansluitgegevens van de CLC114.

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-43 worden de belangrijkste parameters van de CLC114 samengevat.

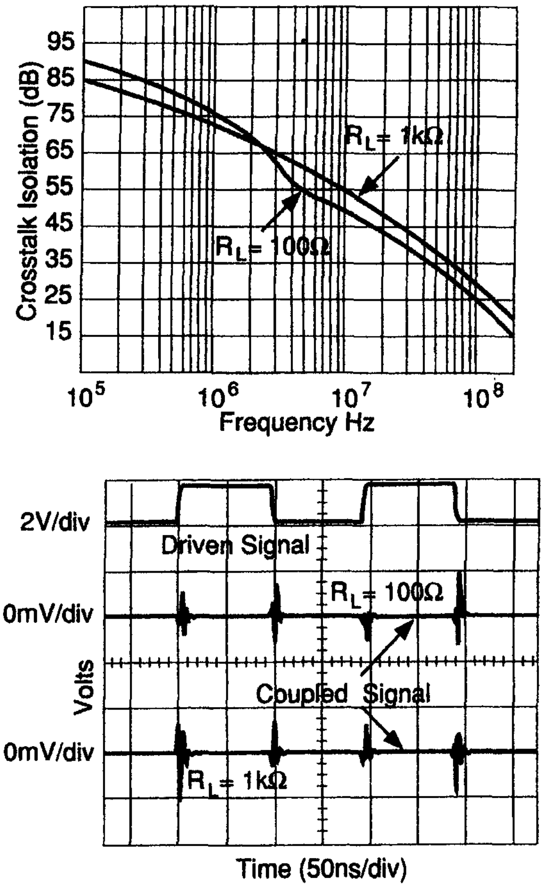
5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-43: De belangrijkste parameters van de CLC114.

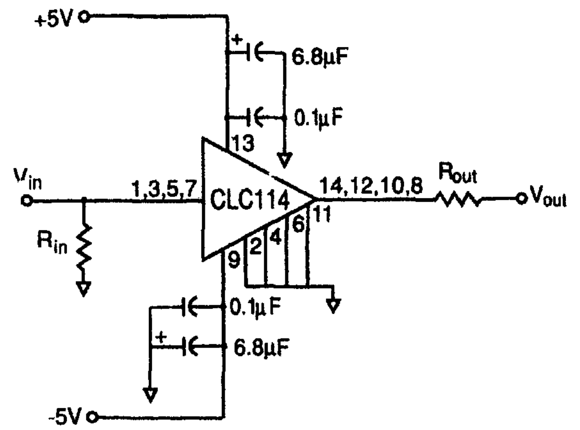
5.2 Type-beschrijving

Overspraak
Bij dergelijke IC's, waarbij diverse identieke schakelingen op één chip zitten en die in HF-toepassingen worden gebruikt, is de overspraak tussen de diverse schakelingen een belangrijke factor. In de grafieken van figuur 10/5.2-44 wordt de crosstalk en de pulse coupling van de CLC114 weergegeven.



Figuur 10/5.2-44: De crosstalk en de pulse coupling van de CLC114.

Voorbeeld-schakeling
In figuur 10/5.2-45 is de standaard schakeling rond de CLC114 getekend. Het gebruik van een ground-plane is absoluut noodzakelijk, evenals het toepassen van ceramische ontkoppelcondensatoren bij de voedingspennen. De pennen 2, 4, 6 en 11 moeten met de ground-plane worden verbonden. De afsluitweerstanden moeten zo dicht mogelijk bij de pennen van het IC worden opgenomen. De ingangen van niet gebruikte buffers moeten via 50 Ω weerstanden met de massa worden verbonden.



Figuur 10/5.2-45: Standaard toepassing van de CLC114.

CLC115

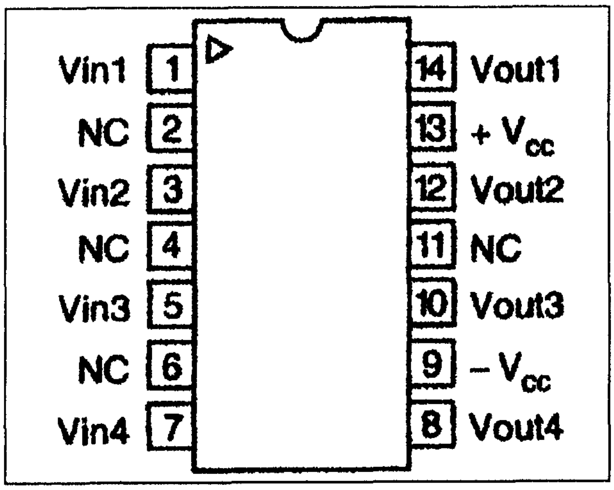
viervoudige spanningsbuffer, 700 MHz, 2.700 V/μs

De CLC115 is een viervoudige closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 700 MHz bij een signaal van 0,5 V_{tt} en een settling tijd van typisch 12 ns tot 0,1 % van 2 V. De totale harmonische vervorming bedraagt slechts -62 dB bij een signaal van 20 MHz. De slew rate bedraagt niet minder dan 2.700 V/μs! De schakeling wordt aanbevolen voor kwalitatief hoogwaardige video-toepassingen, bijvoorbeeld bij het samenstellen van cross-point schakelaars of multiple ADC's. De faservervorming bedraagt immers slechts 0,04° bij 3,58 MHz.

Technische gegevens
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14 en SOIC-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-46

5.2 Type-beschrijving

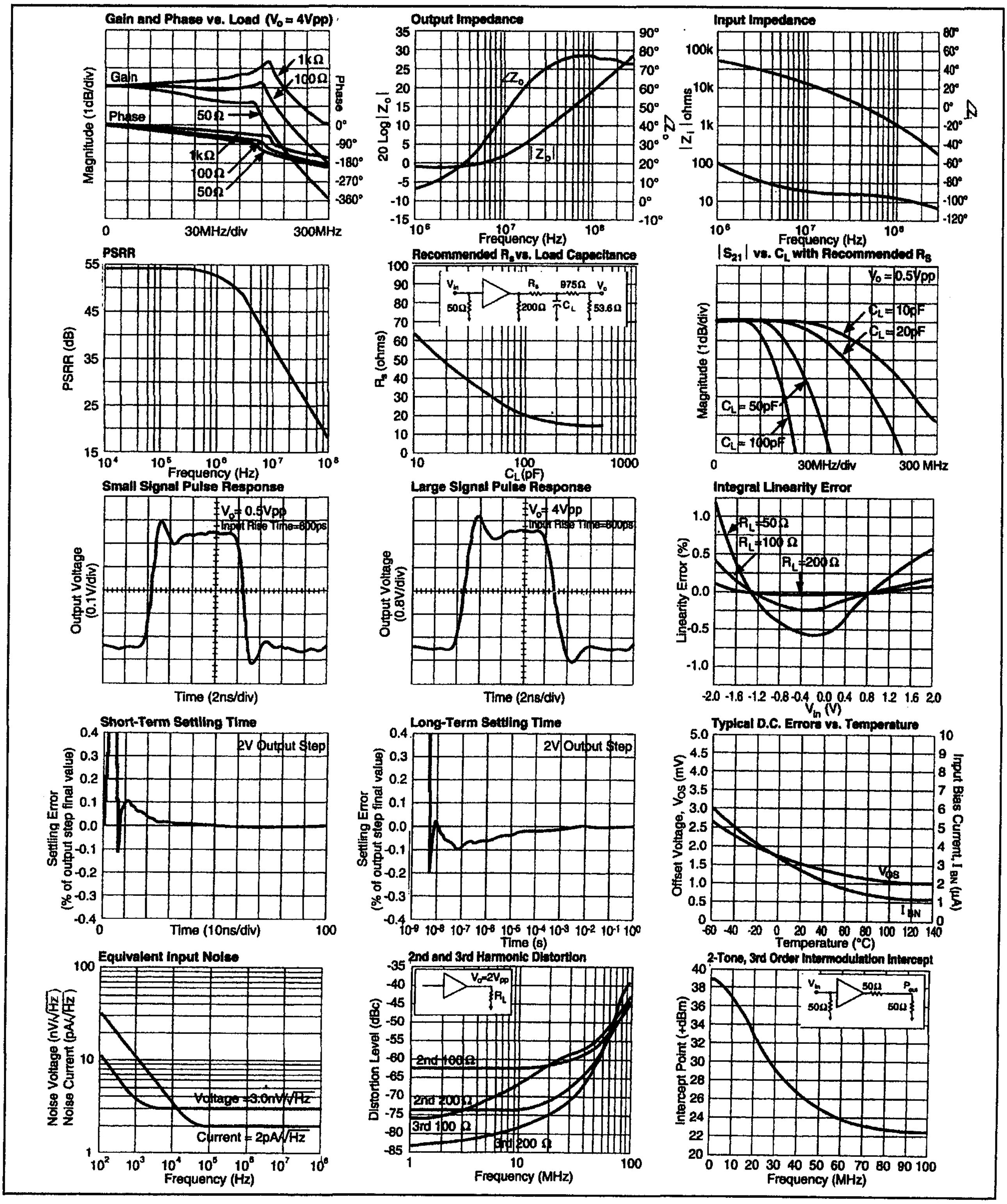
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen: +/-45 mA typisch totaal
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 V_{tt}:
    700 MHz typisch bij +25 °C
    >400 MHz typisch bij -40 °C
    >300 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 4 V_{tt}:
    270 MHz typisch bij +25 °C
    >200 MHz typisch bij -40 °C
    >150 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,1 dB typisch
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,04° typisch
- stijgtijd 4 V: kleiner dan 1,4 ns typisch
- daaltijd 4 V: kleiner dan 1,4 ns typisch
- daaltijd 2 V: kleiner dan 7 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 5 % typisch
- settling tot 2 V: 12 ns typisch
- slew rate: 2.700 V/µs typisch
- 2de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -62 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 20 MHz (2 V) kleiner dan -62 dB typisch
- equivalente ingangsruis:
  kleiner dan -175 dBm typisch
- versterking: 0,995 V/V typisch zonder belasting
- uitgangsoffset: 2 mV typisch
- ingangs bias stroom: 8 µA typisch
- ingangsweerstand: 750 kΩ typisch
- ingangscapaciteit: 1,6 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 1,1 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +/-4 V typisch onbelast
  +/-3,7 V bij 100 Ω
- uitgangsstroom: +/-25 mA typisch
- crosstalk: 60 dB typisch bij 10 MHz



Figuur 10/5.2-46: Aansluitgegevens van de CLC115.

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-47 worden de belangrijkste parameters van de CLC115 samengevat.

5.2 Type-beschrijving

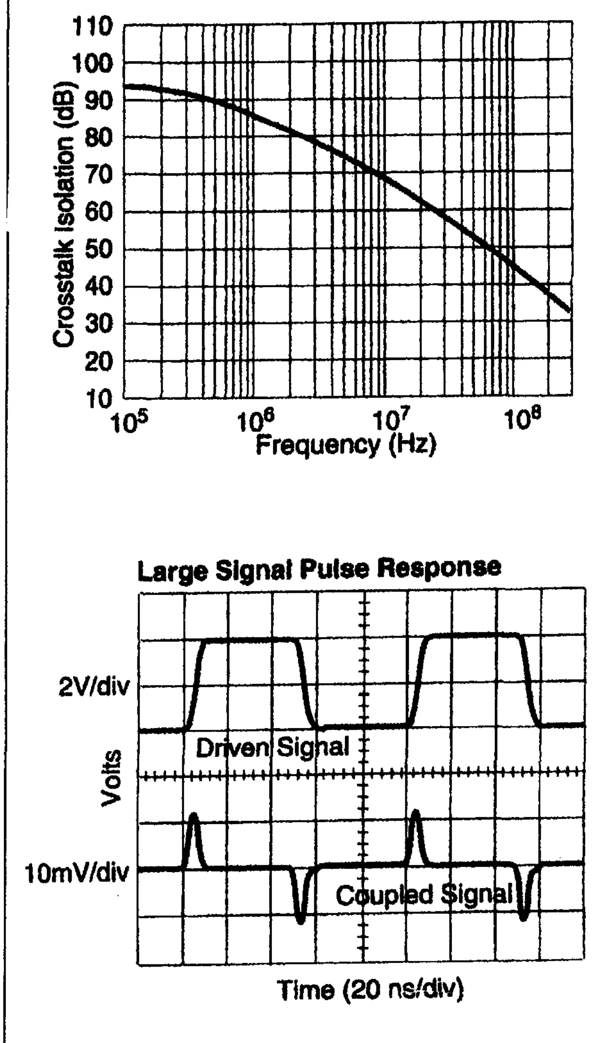


Figuur 10/5.2-47: De belangrijkste parameters van de CLC115.

5.2 Type-beschrijving

Overspraak

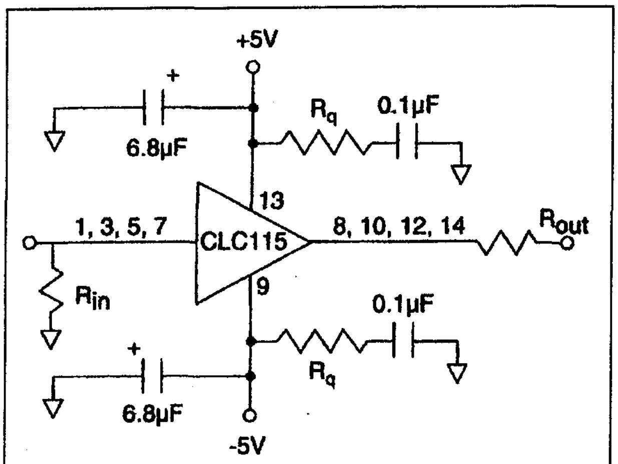
Bij dergelijke IC's, waarbij diverse identieke schakelingen op één chip zitten en die in HF-toepassingen worden gebruikt, is de overspraak tussen de diverse schakelingen een belangrijke factor. In de grafieken van figuur 10/5.2-48 wordt de crosstalk (boven) en de pulse coupling (onder) van de CLC115 weergegeven.



Figuur 10/5.2-48: De crosstalk en de pulse coupling van de CLC115.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/5.2-49 is de standaard schakeling rond de CLC115 getekend. Het gebruik van een ground-plane is absoluut noodzakelijk, evenals het toepassen van ceramische ontkoppelcondensatoren bij de voedingspennen. Deze staan is serie met weerstanden van 10 Ω. Het gebruik van deze weerstanden heeft als voordeel dat de oscillatieneiging bij belastingen van meer dan 100 Ω afneemt, maar heeft een vergroting van de harmonische vervorming met ongeveer 2 dB tot gevolg. De pennen 2, 4, 6 en 11 moeten met de ground-plane worden verbonden. De afsluitweerstanden moeten zo dicht mogelijk bij de pennen van het IC worden opgenomen. Het is absoluut noodzakelijk dat iedere uitgang een impedantie van 100 Ω "ziet" naar de massa. Dat kan door de serieweerstand van een 100 Ω weerstand en een 2 pF condensator tussen de uitgangen en de massa op te nemen. De ingangen van niet gebruikte buffers moeten via 50 Ω weerstanden met de massa worden verbonden, hun uitgangen moeten op de beschreven manier worden afgesloten met weerstanden van 100 Ω naar de massa.



Figuur 10/5.2-49: Standaard toepassing van de CLC115.

5.2 Type-beschrijving

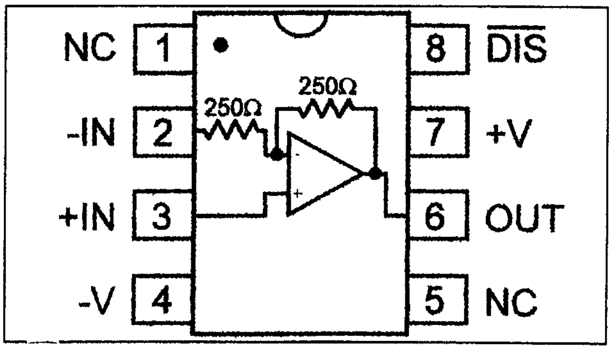
CLC407

programmeerbare spanningsbuffer, 110 MHz, 350 V/μs

De CLC407 is een snelle current feedback buffer met instelbare spanningsversterking van +2, +1 of -1 V/V, met een nauwkeurigheid van 0,1 %. Daarnaast is een disable-pen aanwezig waarmee men de buffer via TTL-signalen zeer snel kan in- of uitschakelen. Op deze manier kan men diverse CLC407 toepassen in video-schakelaars. De uitgangen kunnen immers parallel worden geschakeld! De uitgang kan +/-60 mA leveren. Met zijn binnen 0,1 dB vlakke bandbreedte van 30 MHz en zijn ingangsimpedantie van 6 MΩ is deze schakeling ideaal voor gebruik in professionele video-applicaties.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: CerDIP-8, PDIP-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-50
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen:
  +/-3,5 mA typisch
  +/-0,8 mA typisch disabled
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 1 V_{ttt}:
    110 MHz typisch bij +25 °C
    >75 MHz typisch bij -40 °C
    >45 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 5 V_{ttt}:
    42 MHz typisch bij +25 °C
    >31 MHz typisch bij -40 °C
    >26 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,4 dB typisch over volle bandbreedte
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,3° typisch
- stijgtijd 2 V: kleiner dan 5 ns typisch
- daaltijd 2 V: kleiner dan 5 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 3 % typisch
- settling tot 2 V: 18 ns typisch
- slew rate: 350 V/μs typisch
- 2de harmonische vervorming:
  bij 10 MHz (2 V) kleiner dan -52 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 10 MHz (2 V) kleiner dan -57 dB typisch
- equivalente ingangssruis:
  kleiner dan 5 nV/Hz^{-1}
- versterking: +2, +1 en -1 V/V
- ingangsoffset: 1 mV typisch
- ingangs bias stroom: 100 nA typisch
- ingangsweerstand: 6 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 1,0 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 0,06 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +4/-3,3 V typisch onbelast
- uitgangsstroom: +/-60 mA typisch
- interne terugkoppelweerstanden: 250 Ω
- versterkingsfout: +/-0,1 % typisch
- CMRR: 50 dB
- inschakeltijd: 40 ns typisch
- uitschakeltijd: 18 ns typisch
- OFF-isolatie: 85 dB typisch

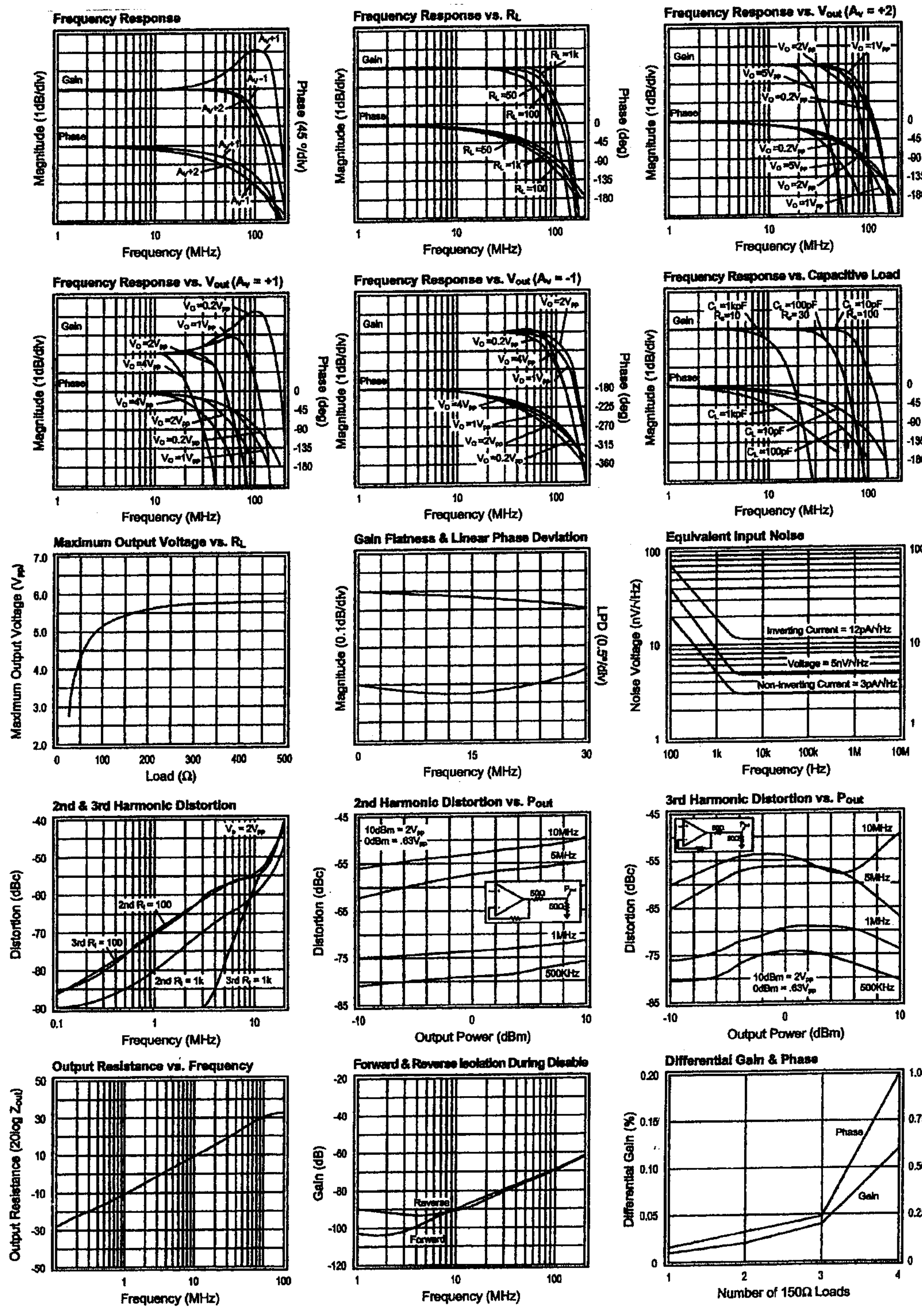


Figuur 10/5.2-50: Aansluitgegevens van de CLC407.

Belangrijkste parameters

In het overzicht van figuur 10/5.2-51 worden de belangrijkste parameters van de CLC407 samengevat.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-51: De belangrijkste parameters van de CLC407.

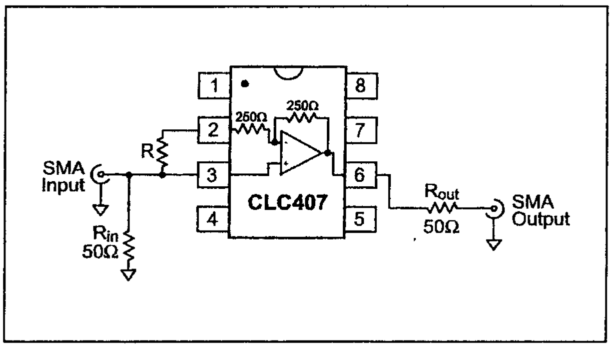
5.2 Type-beschrijving

Instellen van de versterking

Zoals uit figuur 10/5.2-50 blijkt, is de versterker intern tegengekoppeld door middel van twee 250 Ω weerstanden. Door de pennen 2 en 3 te schakelen zoals aangegeven in de tabel van figuur 10/5.2-52 kan men de gesloten-lus versterking instellen op +2, +1 en -1 V/V. De verhouding tussen de twee interne weerstanden blijft over het gehele temperatuurbereik zeer constant, zodat de nauwkeurigheid van de versterkingsfactor gegarandeerd is.

Gain Acl	Input Connections	
	Non-Inverting (pin3)	Inverting (pin2)
-1V/V	ground	input signal
+1V/V	input signal	NC (open)
+2V/V	input signal	ground

Figuur 10/5.2-52: Het instellen van de versterkingsfactor.



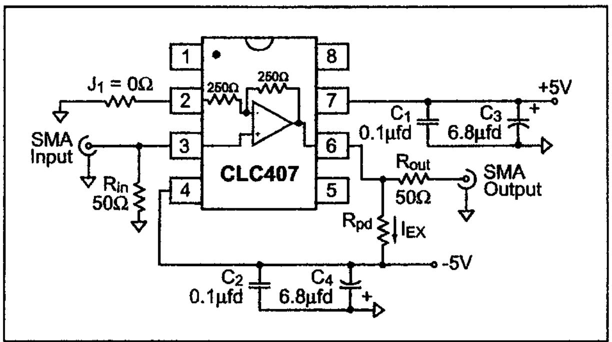
Figuur 10/5.2-53: De standaard schakeling rond de CLC407.

Standaard schakeling

In figuur 10/5.2-53 is de standaard schakeling rond de CLC407 getekend. De weerstand R tussen de twee ingangen heeft een waarde van 300 Ω en levert de vlakst verlopende doorlaatband op, echter met een kleine reductie van het -3 dB punt. Zonder deze weerstand is de bandbreedte maximaal, maar vertoont de schakeling een opslingering van ongeveer 2 dB boven 100 MHz.

Geoptimaliseerde video-versterker

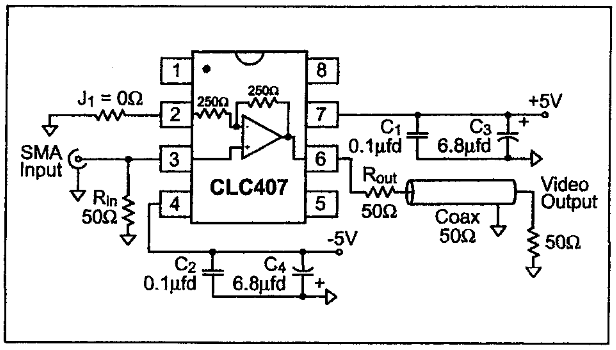
In figuur 10/5.2-54 is het schema van een geoptimaliseerde video-versterker getekend. Door via de weerstand R_{pd} een extra stroom uit de uitgang te trekken kan het fasegedrag van de schakeling geoptimaliseerd worden. Bij een extra stroom van ongeveer 14 mA wordt de faseverschuiving geminimaliseerd.



Figuur 10/5.2-54: Het optimaliseren van de CLC407 voor minimale faseverschuiving.

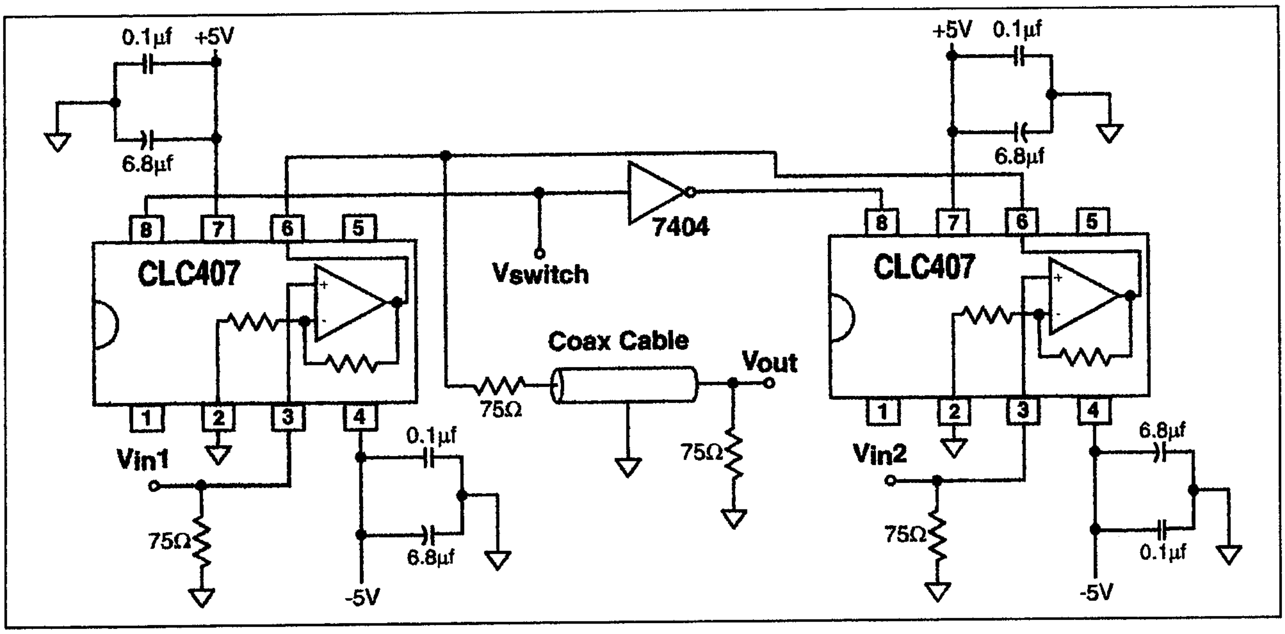
Videokabel driver

In figuur 10/5.2-55 is het schema getekend van een driver voor een videokabel. De aanpassing van de uitgang aan de 50 Ω kabel wordt geoptimaliseerd door een serieweerstand van 50 Ω op te nemen tussen uitgang en kabel.



Figuur 10/5.2-55: De CLC407 als driver voor een videokabel.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-56: Het multiplexen van twee video-bronnen.

Multiplexer
Figuur 10/5.2-56 geeft een tweekanaals video multiplexer waar twee CLC407 IC's worden gebruikt. Uit deze toepassing volgt ook de enable-functie op pen 8 van de schakeling.
Deze ingang is CMOS- en TTL-compatible en is spanningsgestuurd. Zet pen 8 op een spanning die kleiner is dan 0,8 V en de schakeling wordt gegarandeerd in een soort "tri-state" gestuurd, waarbij de twee ingangen en de uitgang hoogimpedant worden.

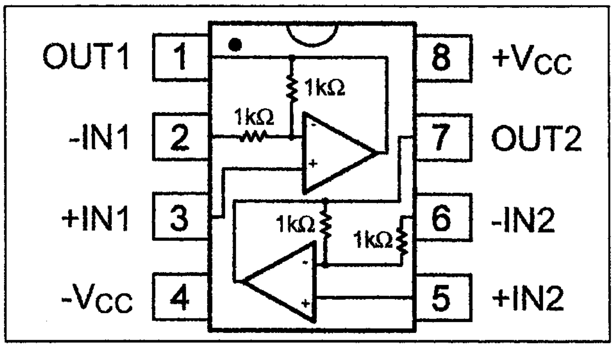
CLC5612

tweevoudige programmeerbare spanningsbuffer, 90 MHz, 290 V/µs
De CLC5612 is een dubbele current feedback buffer met instelbare spanningsversterking van +2, +1 of -1 V/V, met een nauwkeurigheid van 0,1 %. De uitgang kan, door een speciale structuur, +/-130 mA leveren. Toch bedraagt de eigen ruststroom slechts 1,5 mA per versterker. Met zijn binnen 0,1 dB vlakke bandbreedte tot 18 MHz en zijn fasefout van slechts 0,02° is deze schakeling ideaal voor gebruik in professionele video-applicaties. Daarnaast wordt deze versterker aangewenden als driver voor lange videokabels en voor het stroomvoeden van single-ended transformatoren. De twee versterkers in de chip kunnen samenwerken voor het differentieel aansturen van lijnen via een trafo.

Technische gegevens
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: PDIP-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-57
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen:
  +/-1,5 mA typisch per versterker
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 V_{ttt}:
    75 MHz typisch bij +25 °C
    >50 MHz typisch bij -40 °C
    >50 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 2 V_{ttt}:
    62 MHz typisch bij +25 °C
    >57 MHz typisch bij -40 °C
    >52 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,1 dB typisch tot 18 MHz
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,02° typisch

5.2 Type-beschrijving

- stijgtijd 2 V: kleiner dan 5,5 ns typisch
- daaltijd 2 V: kleiner dan 5,5 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 3 % typisch
- settling tot 1 V: 20 ns typisch
- slew rate: 185 V/µs typisch bij 2 V
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz (2 V) kleiner dan -74 dB typisch
  bij 5 MHz (2 V) kleiner dan -65 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz (2 V) kleiner dan -86 dB typisch
  bij 5 MHz (2 V) kleiner dan -60 dB typisch
- equivalente ingangssruis:
  kleiner dan 3,4 nV/Hz^{-1}
  kleiner dan 8,7 pA/Hz^{-1}
- versterking: +2, +1 en -1 V/V
- ingangsoffset: 8 mV typisch
- ingangs bias stroom: 3 µA typisch
- ingangsweerstand: 0,41 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 2,2 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 0,4 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +/-4,1 V typisch onbelast
- uitgangsstroom: +/-100 mA typisch
- interne terugkoppelweerstanden: 1 kΩ
- versterkingsfout: +/-0,3 % typisch
- cross-talk (10 MHz): -80 dB

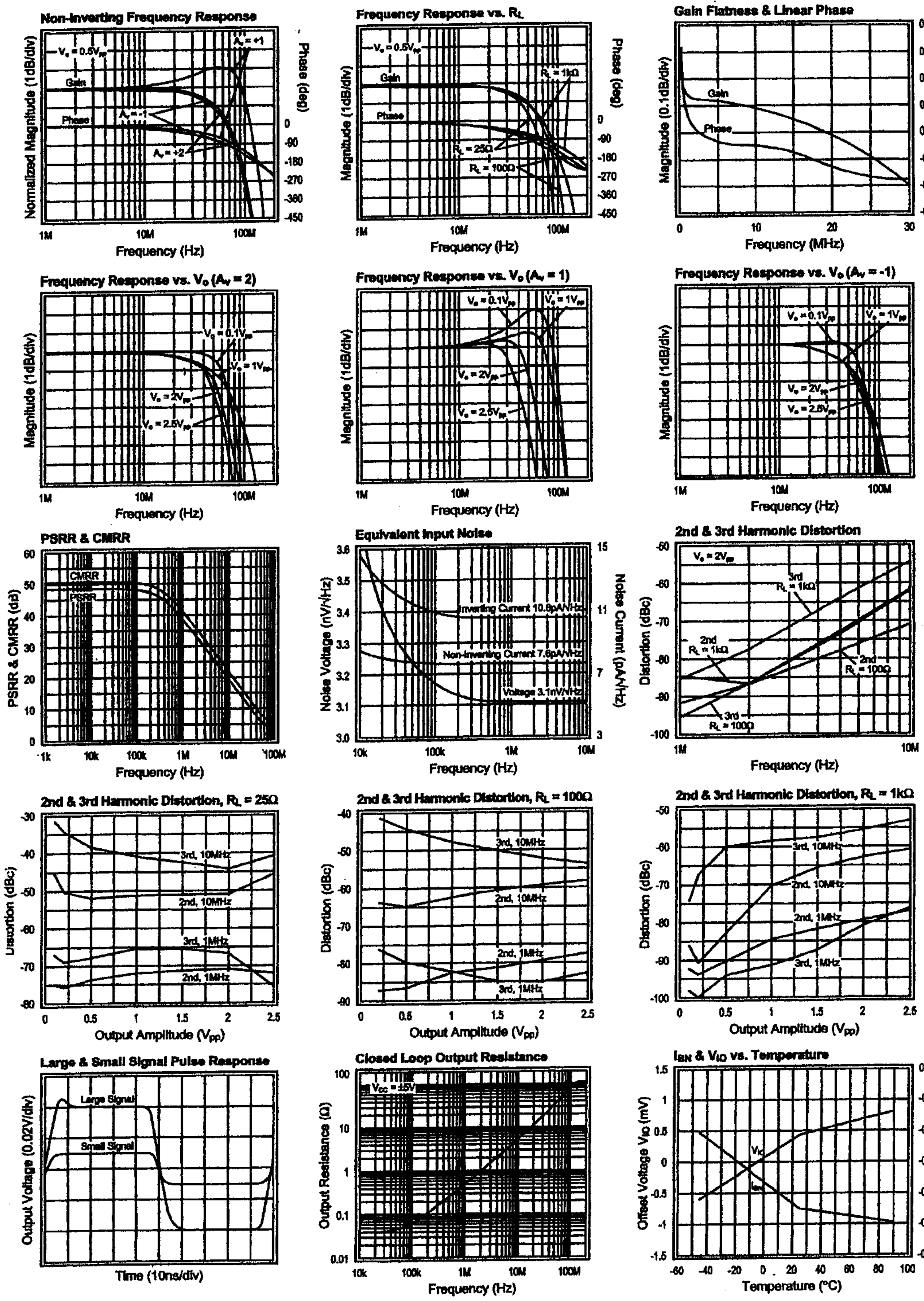


Figuur 10/5.2-57: Aansluitgegevens van de CLC5612.

Belangrijkste parameters

In het overzicht van figuur 10/5.2-58 worden de belangrijkste parameters van de CLC5612 samengevat.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-58: De belangrijkste parameters van de CLC5612.

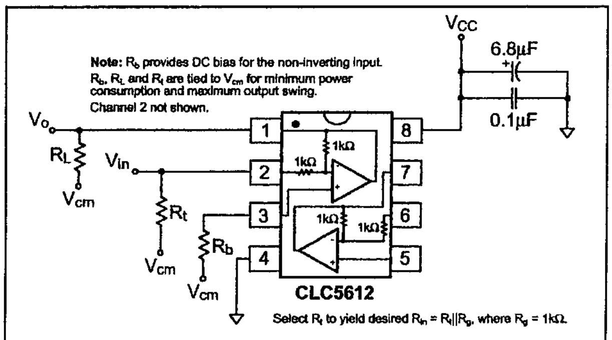
5.2 Type-beschrijving

Instellen van de versterking

Zoals uit figuur 10/5.2-57 blijkt, zijn de versterkers intern tegengekoppeld door middel van twee 1 kΩ weerstanden. Door de pennen 3/5 respectievelijk 2/6 te schakelen zoals aangegeven in de tabel van figuur 10/5.2-59 kan men de gesloten-lus versterking instellen op +2, +1 en -1 V/V. De verhouding tussen de twee interne weerstanden blijft over het gehele temperatuurbereik zeer constant, zodat de nauwkeurigheid van de versterkingsfactor gegarandeerd is.

Gain A_V	Input Connections	
	Non-Inverting (pins 3,5)	Inverting (pins 2,6)
-1V/V	ground	input signal
+1V/V	input signal	NC (open)
+2V/V	input signal	ground

Figuur 10/5.2-59: Het instellen van de versterkingsfactor.



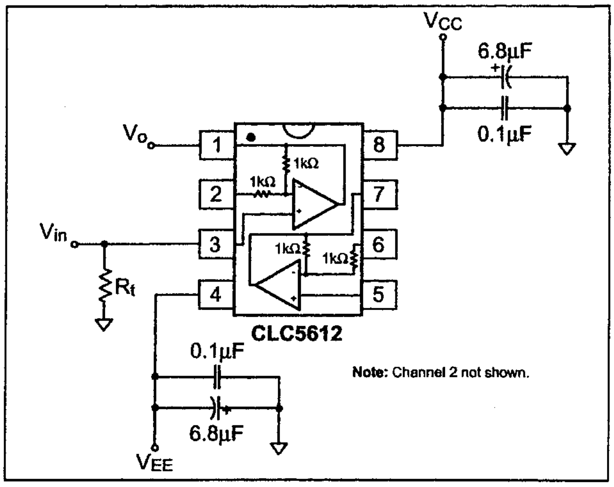
Figuur 10/5.2-60: De CLC5612 als inverterende versterker met enkelvoudige voeding.

Enkelvoudige voeding

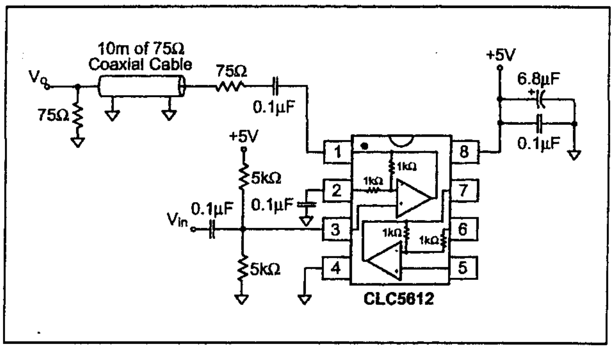
In figuur 10/5.2-60 is de standaard schakeling rond de CLC5612 getekend, geschakeld als -1 V/V versterker met enkelvoudige voeding. De weerstand R_b levert de noodzakelijke bias voor de niet-inverterende versterker. De weerstand R_t sluit de ingang af met de gewenste ingangsimpedantie. De drie getekende weerstanden worden naar een spanning V_{cm} gevoerd, die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Met enkelvoudige voeding kan de uitgang zwaaien tussen +1,0 V en +4,0 V, terwijl men op de ingang spanningen kan aanleggen tussen +0,8 V en +4,2 V.

Symmetrische voeding

In figuur 10/5.2-61 is het standaardschema getekend als 1/1 versterker met symmetrische voedingen. Uiteraard moeten de ontkoppelcondensatoren weer zo dicht mogelijk bij de voedingspennen worden aangesloten.



Figuur 10/5.2-61: Buffer met symmetrische voeding.



Figuur 10/5.2-62: De CLC5612 gebruikt als driver van een 75 Ω kabel.

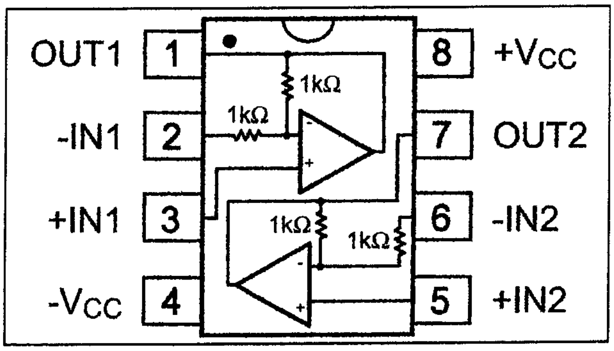
De CLC5612 als kabel driver
In figuur 10/5.2-62 is een schema getekend waarin de CC5612 wordt gebruikt als kabel driver. In dit geval bestaat de belasting uit 10 m coaxiale kabel met een impedantie van 75 Ω. Het netwerk tussen de uitgang van de versterker en de ingang van de kabel verbetert de stabiliteit en de settling-time.

CLC5632

tweevoudige programmeerbare spanningsbuffer, 130 MHz, 410 V/µs

De CLC5632 is een dubbele current feedback buffer met instelbare spanningsversterking van +2, +1 of -1 V/V, met een nauwkeurigheid van 0,1 %. De uitgang kan, door een speciale structuur, +/-130 mA leveren. Toch bedraagt de eigen ruststroom slechts 3,0 mA per versterker. Met zijn binnen 0,1 dB vlakke bandbreedte tot 30 MHz en zijn fasefout van slechts 0,02° is deze schakeling ideaal voor gebruik in professionele video-applicaties. Daarnaast wordt deze versterker aangeraden als driver voor lange videokabels en voor het stroomvoeden van single-ended transformatoren. De twee versterkers in de chip kunnen samenwerken voor het differentieel aansturen van lijnen via een trafo.

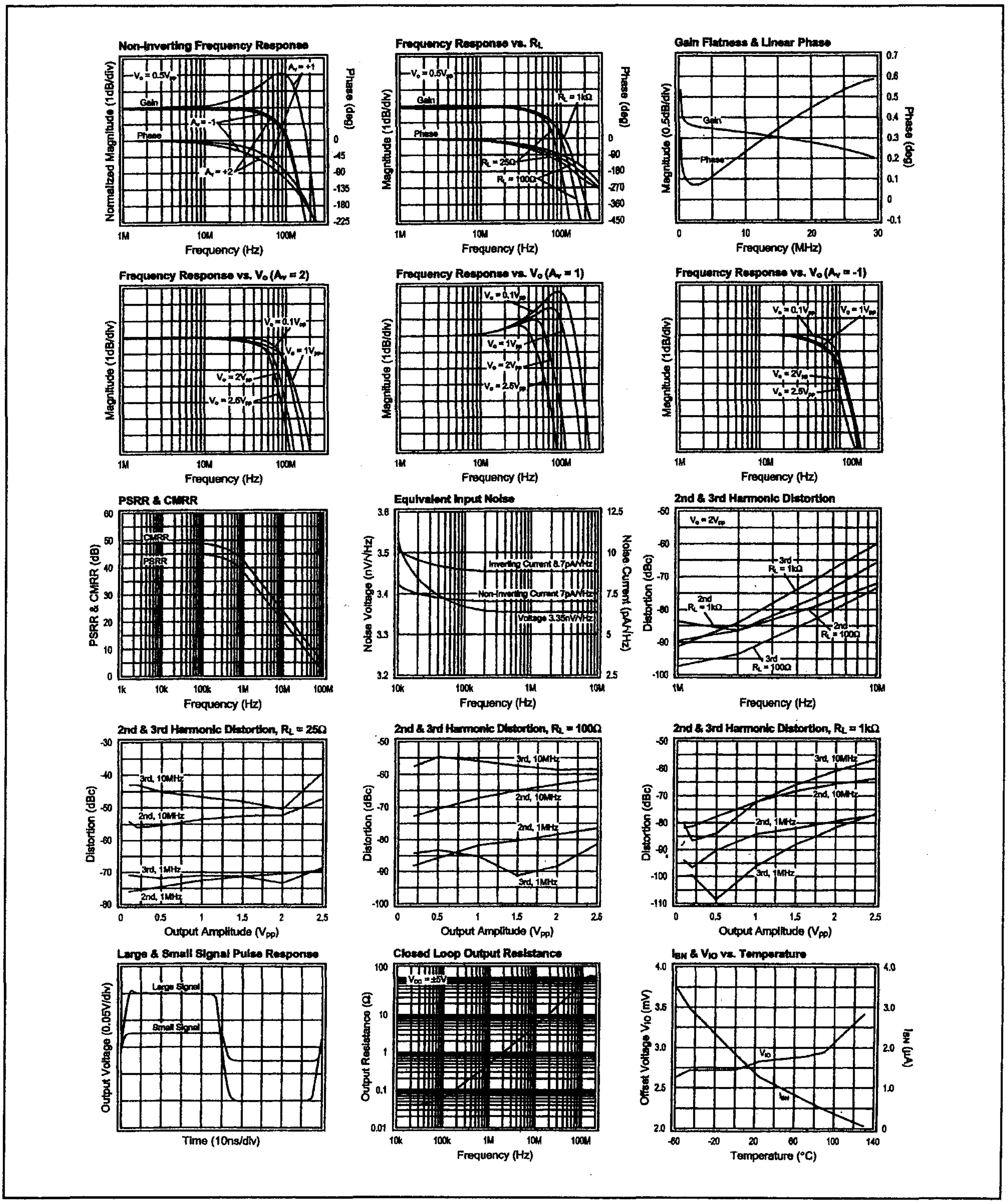
Technische gegevens
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: PDIP-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-63
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen:
  +/-3,0 mA typisch per versterker
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 V_{ttt}:
    100 MHz typisch bij +25 °C
    >70 MHz typisch bij -40 °C
    >65 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 2 V_{ttt}:
    90 MHz typisch bij +25 °C
    >75 MHz typisch bij -40 °C
    >70 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,1 dB typisch tot 30 MHz
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,02° typisch
- stijgtijd 2 V: kleiner dan 4,8 ns typisch
- daaltijd 2 V: kleiner dan 4,8 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 5 % typisch
- settling tot 1 V: 20 ns typisch
- slew rate: 290 V/µs typisch bij 2 V
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz (2 V) kleiner dan -72 dB typisch
  bij 5 MHz (2 V) kleiner dan -63 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz (2 V) kleiner dan -85 dB typisch
  bij 5 MHz (2 V) kleiner dan -66 dB typisch
- equivalente ingangssruis:
  kleiner dan 3,4 nV/Hz^{-1}
  kleiner dan 8,7 pA/Hz^{-1}
- versterking: +2, +1 en -1 V/V
- ingangsoffset: 13 mV typisch
- ingangs bias stroom: 5 µA typisch
- ingangsweerstand: 0,38 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 2,2 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 0,4 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +/-4,1 V typisch onbelast
- uitgangsstroom: +/-100 mA typisch
- interne terugkoppelweerstanden: 1 kΩ
- versterkingsfout: +/-0,3 % typisch
- cross-talk (10 MHz): -80 dB



Figuur 10/5.2-63: Aansluitgegevens van de CLC5632.

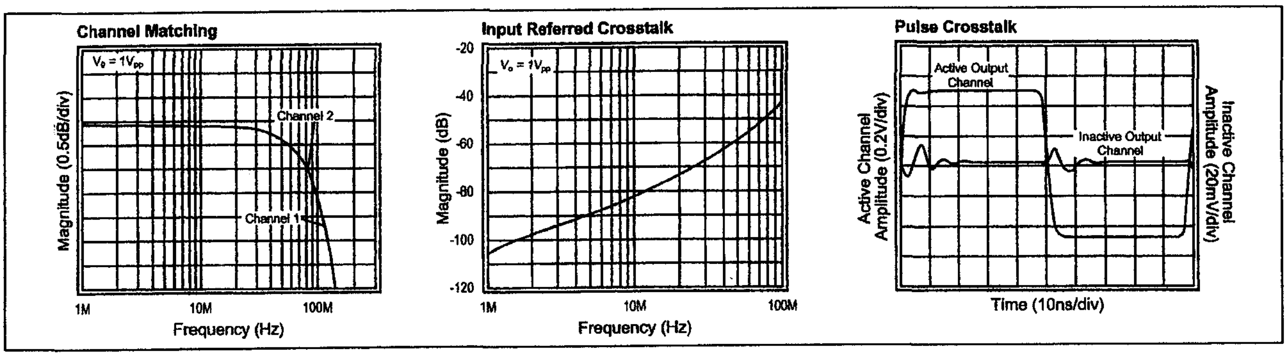
Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-64 worden de belangrijkste parameters van de CLC5632 samengevat.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-64: De belangrijkste parameters van de CLC5632.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-65: De overspraak tussen beide versterkers in de CLC5632.

Overspraak

Daar waar twee schakelingen in één chip zitten die bovendien speciaal ontworpen is voor snelle toepassingen is de overspraak tussen beide systemen een belangrijk punt. In de drie grafieken van figuur 10/5.2-65 zijn de belangrijkste parameters op dit gebied overzichtelijk samengevat:

- de channel matching, oftewel de afwijkingen tussen beide versterkers;
- de amplitude cross-talk, oftewel de overspraak tussen beide versterkers;
- de pulse cross-talk, oftewel hoeveel van snelle flanken die door versterker A worden verwerkt doordringen in versterker B.

Gain A_v	Input Connections	
	Non-Inverting (pins 3,5)	Inverting (pins 2,6)
-1V/V	ground	input signal
+1V/V	input signal	NC (open)
+2V/V	input signal	ground

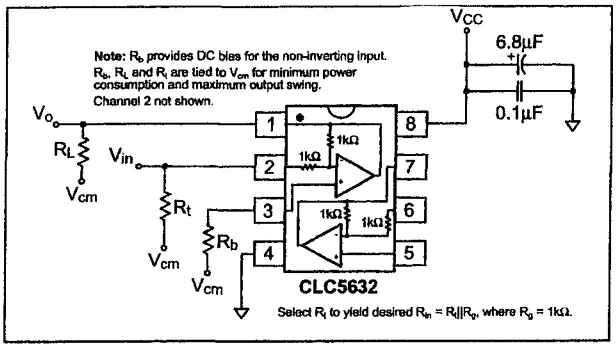
Figuur 10/5.2-66: Het instellen van de versterkingsfactor.

Instellen van de versterking

Zoals uit figuur 10/5.2-63 blijkt, zijn de versterkers intern tegengekoppeld door middel van twee 1 kΩ weerstanden. Door de pennen 3/5 respectievelijk 2/6 te schakelen zoals aangegeven in de tabel van figuur 10/5.2-66 kan men de gesloten-lus versterking instellen op +2, +1 en -1 V/V. De verhouding tussen de twee interne weerstanden blijft over het gehele temperatuurbereik zeer constant, zodat de nauwkeurigheid van de versterkingsfactor gegarandeerd is.

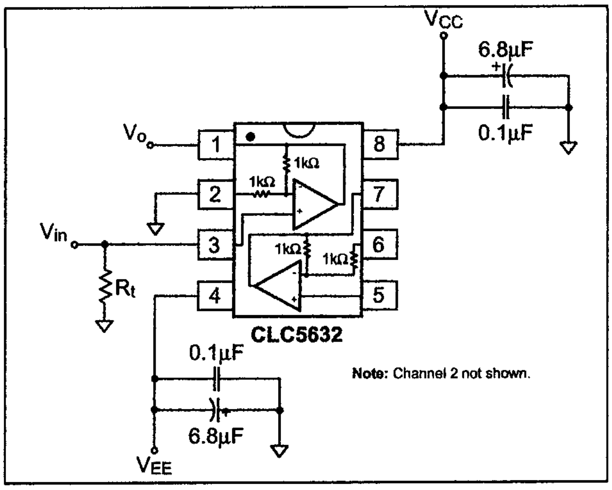
Enkelvoudige voeding

In figuur 10/5.2-67 is de standaard schakeling rond de CLC5632 getekend, geschakeld als -1 V/V versterker met enkelvoudige voeding. De weerstand R_b levert de noodzakelijke bias voor de niet-inverterende versterker. De weerstand R_t sluit de ingang af met de gewenste ingangsimpedantie. De drie getekende weerstanden worden naar een spanning V_{cm} gevoerd, die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Met enkelvoudige voeding kan de uitgang zwaaien tussen +1,0 V en +4,0 V (belasting 100 Ω), terwijl men op de ingang spanningen kan aanleggen tussen +0,8 V en +4,2 V.



Figuur 10/5.2-67: De CLC5632 als inverterende versterker met enkelvoudige voeding.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-68: x2 versterker met symmetrische voeding.

Symmetrische voeding

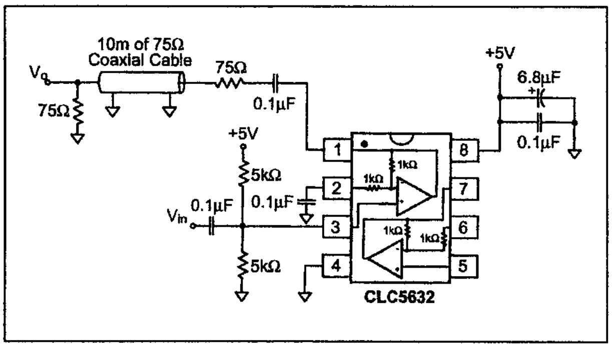
In figuur 10/5.2-68 is het standaardschema getekend als +2/1 versterker met symmetrische voedingen. Uiteraard moeten de ontkoppelcondensatoren weer zo dicht mogelijk bij de voedingspennen worden aangesloten.

De CLC5632 als kabel driver

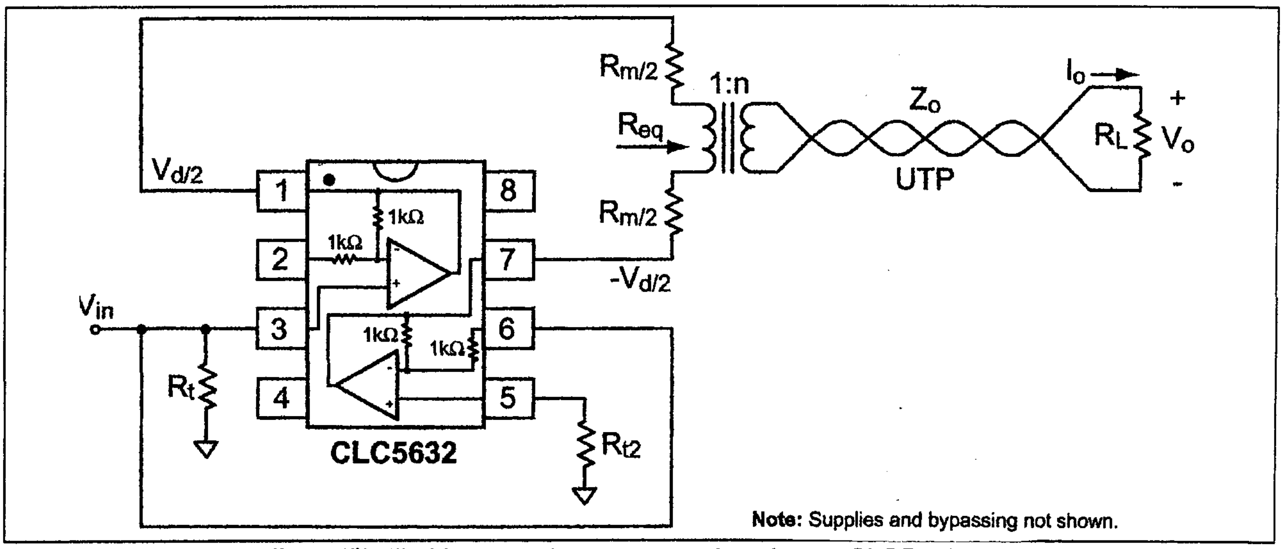
In figuur 10/5.2-69 is een schema getekend waarin de CLC5632 wordt gebruikt als kabel driver. In dit geval bestaat de belasting uit 10 m coaxiale kabel met een impedantie van 75 Ω. Het netwerk tussen de uitgang van de versterker en de ingang van de kabel verbetert de stabiliteit en de settling-time.

Differentiële UTP-lijndriver

De twee versterkers in één CLC5632 kunnen volgens het schema van figuur 10/5.2-70 toegepast worden voor het aansturen van een differentiële kabel. Het single ended ingangssignaal wordt door de CLC5632 omgezet in een differentieel signaal. De trafo zet de impedantie van de kabel om in een waarde die de beste afsluitimpedantie voor de twee versterkers vormt.



Figuur 10/5.2-69: De CLC5632 gebruikt als driver van een tien meter lange 75 Ω kabel.



Figuur 10/5.2-70: Differentiële lijndriver met de twee versterkers in een CLC5632.

5.2 Type-beschrijving

CLC5633

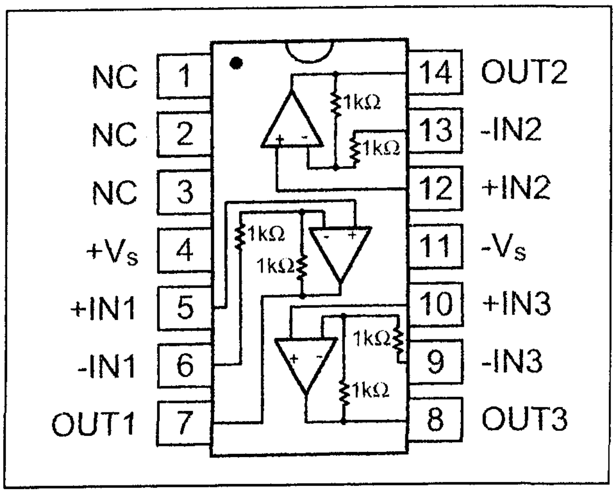
drievoudige programmeerbare spanningsbuffer, 130 MHz, 410 V/µs

De CLC5633 is een drievoudige current feedback buffer met instelbare spanningsversterking van +2, +1 of -1 V/V, met een nauwkeurigheid van 0,1 %. De uitgang kan, door een speciale structuur, +/-130 mA leveren. Toch bedraagt de eigen ruststroom slechts 3,0 mA per versterker. Met zijn binnen 0,1 dB vlakke bandbreedte tot 20 MHz en zijn fasefout van slechts 0,15° is deze schakeling ideaal voor gebruik in professionele video-applicaties.

Daarnaast wordt deze versterker aangeraden als driver voor lange videokabels en voor het stroomvoeden van single-ended transformatoren. Het IC stuurt een 100 Ω met slechts -73/-92 dB tweede/derde harmonische vervorming. Zelfs bij een belasting van 25 Ω blijft de vervorming kleiner dan -75/-75 dB.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIP-14, SOIC-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-71
- voedingsspanningen:
  +/-5 V aanbevolen
  +/-7 V max.
- voedingsstromen:
  +/-3,0 mA typisch per versterker
- -3 dB bandbreedte:
  - bij 0,5 V_{ttt}:
    100 MHz typisch bij +25 °C
    >70 MHz typisch bij -40 °C
    >70 MHz typisch bij +85 °C
  - bij 2 V_{ttt}:
    97 MHz typisch bij +25 °C
    >79 MHz typisch bij -40 °C
    >72 MHz typisch bij +85 °C
- vlakheid doorlaatband:
  kleiner dan 0,1 dB typisch tot 20 MHz
- lineaire faseverschuiving:
  kleiner dan 0,15° typisch
- stijgtijd 2 V: kleiner dan 4,8 ns typisch
- daaltijd 2 V: kleiner dan 4,8 ns typisch
- overshoot: kleiner dan 5 % typisch
- settling tot 1 V: 20 ns typisch
- slew rate: 290 V/µs typisch bij 2 V
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz (2 V) kleiner dan -72 dB typisch
  bij 5 MHz (2 V) kleiner dan -71 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz (2 V) kleiner dan -87 dB typisch
  bij 5 MHz (2 V) kleiner dan -78 dB typisch
- equivalente ingangssruis:
  kleiner dan 4,9 nV/Hz^{-1}
  kleiner dan 11,1 pA/Hz^{-1}
- versterking: +2, +1 en -1 V/V
- ingangsoffset: 13 mV typisch
- ingangs bias stroom: 5 µA typisch
- ingangsweerstand: 1,0 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 2,2 pF typisch
- uitgangsimpedantie: 0,4 Ω typisch
- uitgangsspanning:
  +/-4,1 V typisch onbelast
- uitgangsstroom: +/-100 mA typisch
- interne terugkoppelweerstanden: 1 kΩ
- versterkingsfout: +/-0,1 % typisch
- cross-talk (10 MHz): -52 dB

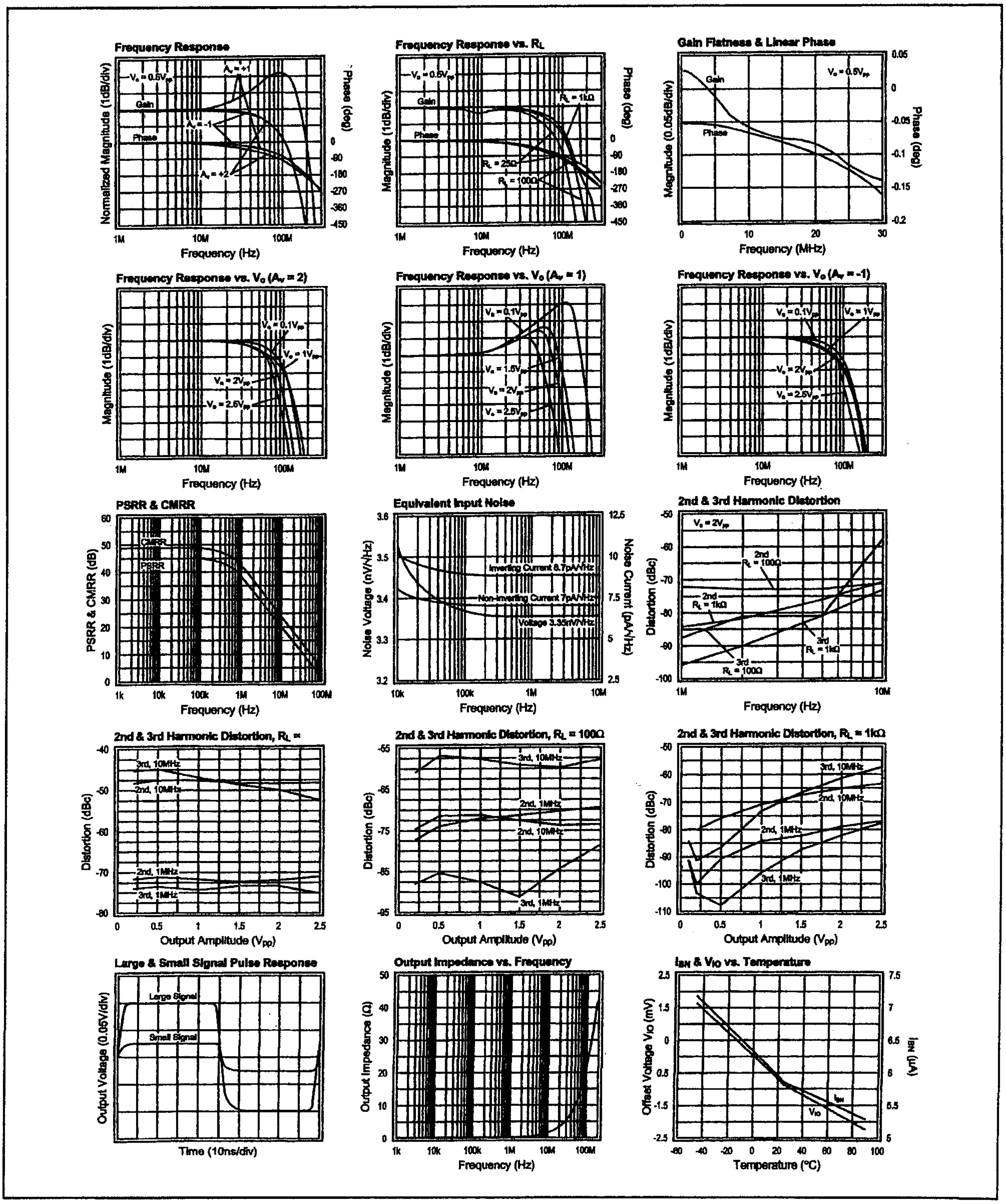


Figuur 10/5.2-71: Aansluitgegevens van de CLC5633.

Belangrijkste parameters

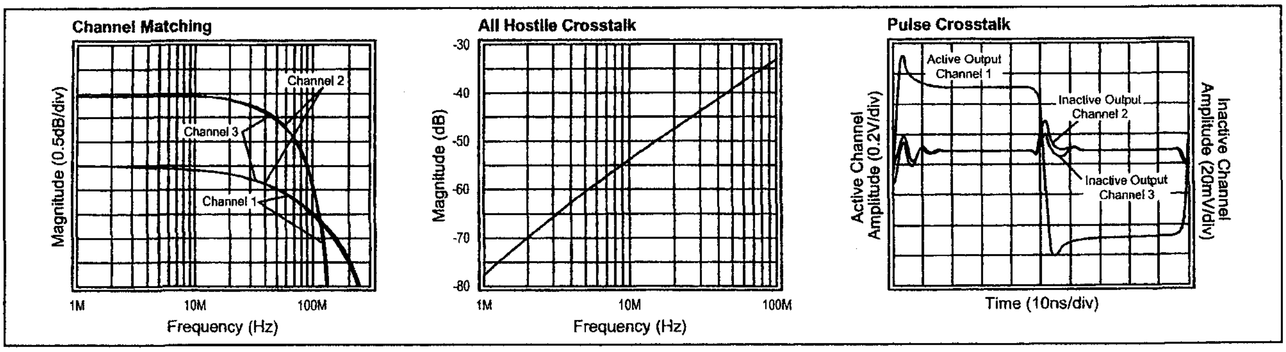
In het overzicht van figuur 10/5.2-72 worden de belangrijkste parameters van de CLC5633 samengevat.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-72: De belangrijkste parameters van de CLC5633.

5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-73: De overspraak tussen beide versterkers in de CLC5633.

Overspraak

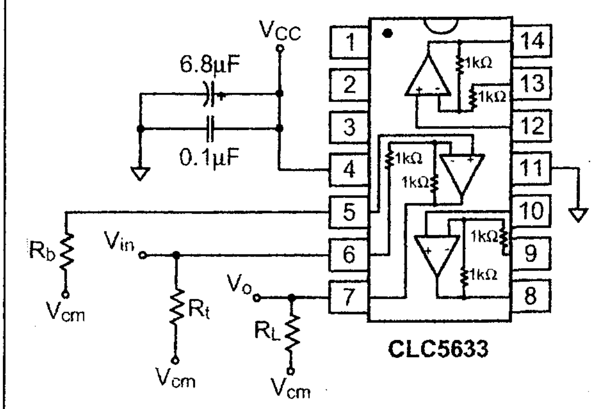
Daar waar drie schakelingen in één chip zitten die bovendien speciaal ontworpen is voor snelle toepassingen is de overspraak tussen beide systemen een belangrijk punt. In de drie grafieken van figuur 10/5.2-73 zijn de belangrijkste parameters op dit gebied overzichtelijk samengevat:
- de channel matching, oftewel de afwijkingen tussen beide versterkers;
- de amplitude cross-talk, oftewel de overspraak tussen beide versterkers;
- de pulse cross-talk, oftewel hoeveel van snelle flanken die door versterker A worden verwerkt doordringen in versterker B.

Gain A_v	Input Connections	
	Non-Inverting (pins 5,10, & 12)	Inverting (pins 6,9, & 13)
-1V/V	ground	input signal
+1V/V	input signal	NC (open)
+2V/V	input signal	ground

Figuur 10/5.2-74: Het instellen van de versterkingsfactor.

Instellen van de versterking

Zoals uit figuur 10/5.2-71 blijkt, zijn de versterkers intern tegengekoppeld door middel van twee 1 kΩ weerstanden. Door de pennen 5/10/12 respectievelijk 6/9/13 te schakelen zoals aangegeven in de tabel van figuur 10/5.2-74 kan men de gesloten-lus versterking instellen op +2, +1 en -1 V/V. De verhouding tussen de twee interne weerstanden blijft over het gehele temperatuurbereik zeer constant, zodat de nauwkeurigheid van de versterkingsfactor gegarandeerd is.

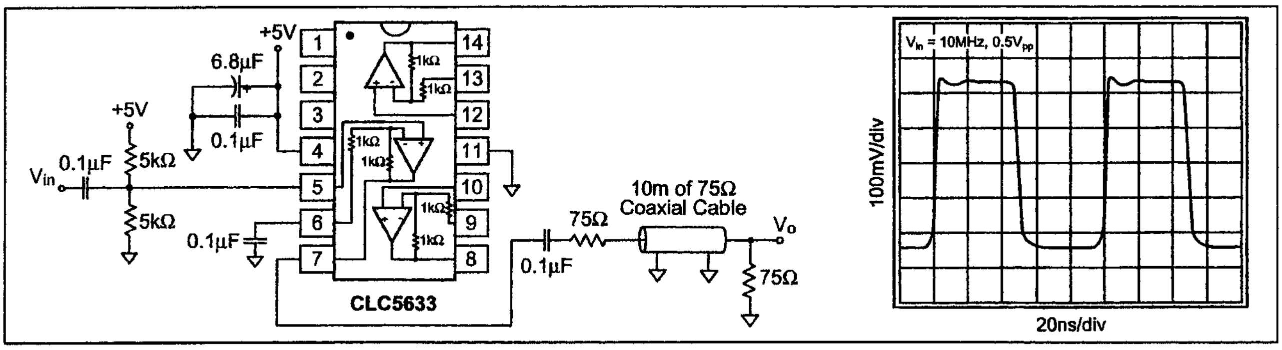


Figuur 10/5.2-75: De CLC5633 als inverterende versterker met enkelvoudige voeding.

Enkelvoudige voeding

In figuur 10/5.2-75 is de standaard schakeling rond de CLC5633 getekend, geschakeld als -1 V/V versterker met enkelvoudige voeding. De weerstand R_b levert de noodzakelijke bias voor de niet-inverterende versterker. De weerstand R_t sluit de ingang af met de gewenste ingangsimpedantie. De drie getekende weerstanden worden naar een spanning V_{cm} gevoerd, die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning.

5.2 Type-beschrijving

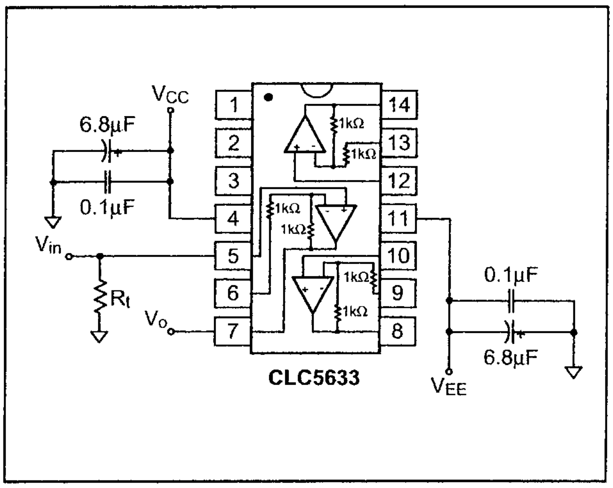


Figuur 10/5.2-77: De CLC5633 gebruikt als driver van een tien meter lange 75 Ω kabel.

Met enkelvoudige voeding kan de uitgang zwaaien tussen +1,0 V en +4,0 V (belasting 100 Ω), terwijl men op de ingang spanningen kan aanleggen tussen +0,8 V en +4,2 V.

Symmetrische voeding

In figuur 10/5.2-76 is het standaardschema getekend als +1/1 versterker met symmetrische voedingen. Uiteraard moeten de ontkoppelcondensatoren weer zo dicht mogelijk bij de voedingspennen worden aangesloten.



Figuur 10/5.2-76: x1 versterker met symmetrische voeding.

De CLC5633 als kabel driver

In figuur 10/5.2-77 is een schema getekend waarin de CLC5633 wordt gebruikt als kabel driver. In dit geval bestaat de belasting uit 10 m coaxiale kabel met een impedantie van 75 Ω. Het netwerk tussen de uitgang van de versterker en de ingang van de kabel verbetert de stabiliteit en de settling-time. In het rechter oscillogram is de response na tien meter kabel voorgesteld.

LM6121

stroombuffer, 50 MHz, 800 V/μs, +/-300 mA

De LM6121 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 50 MHz bij een signaal van +/-100 mVttt en een stijgtijd van typisch 7,0 ns tot 0,2 %. Het IC kan een uitgangsstroom leveren van +/-300 mA is heeft heel weinig neiging om te oscilleren, zelfs bij zware capacitieve belastingen. Het ontwerp is geperfectioneerd voor het aansturen van 50 Ω lijnen. De schakeling is voorzien van een stroom- en een thermische begrenzing.

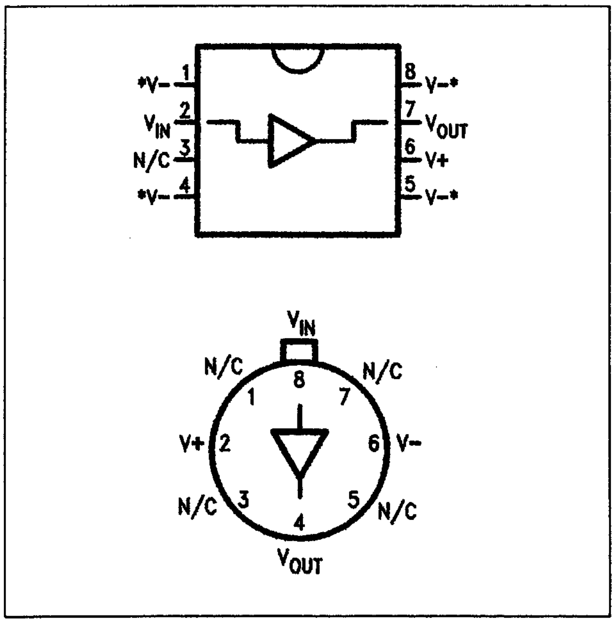
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8, metal can 8-pins
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-78
- intern schema: figuur 10/5.2-79
- voedingsspanningen:
  +/-15 V aanbevolen
  +/-18 V max.
- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- spanningsversterking:
  0,980 typisch bij 1 kΩ en +/-10 V uitgang
  0,860 typisch bij 50 Ω en +/-10 V uitgang
  0,780 typisch bij 50 Ω en +5 V voeding
- offset spanning:
  15 mV typisch, 30 mV max.
- bias stroom:

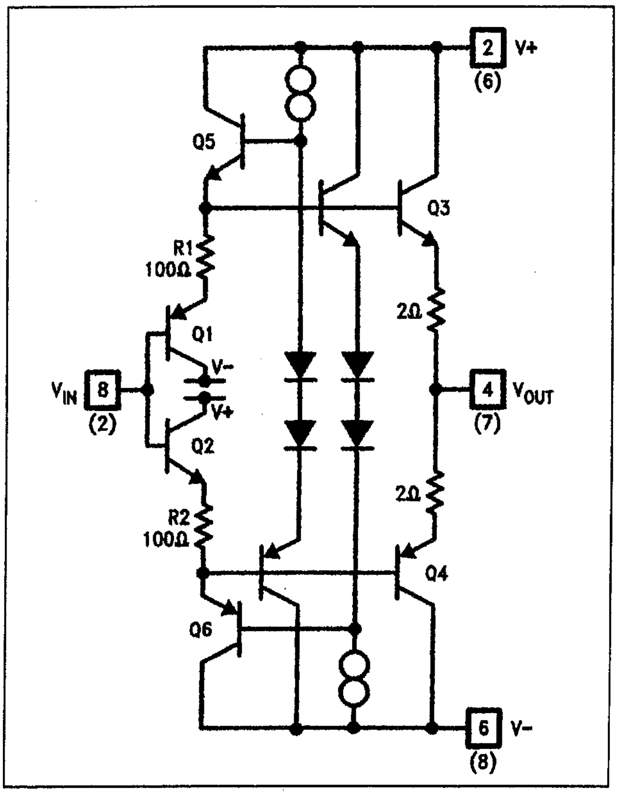
5.2 Type-beschrijving

1 μA typisch, 4 μA max.
- ingangsweerstand: 5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 3,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie:
  3 Ω typisch, 5 Ω max.
- uitgangsspanning:
  +/-13,3 V typisch bij 1 kΩ
  +/-11,5 V bij 100 Ω
  +/-11,0 V bij 50 Ω
  +1,6 V bij +5 V voeding en 50 Ω
- voedingsrejectie:
  70 dB typisch, 60 dB min.
- slew rate:
  1200 V/μs bij 1 kΩ en +/-11 V
  800 V/μs bij 50 Ω en +/-11 V
  50 V/μs bij 50 Ω en 2 V ingangsspanning
- bandbreedte:
  50 MHz typisch bij 50 Ω
  en +/-100 mV ingang
- stijgtijd:
  7,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- daaltijd:
  7,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- propagation delay:
  4,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- overshoot:
  10 % typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-80 worden de belangrijkste parameters van de LM6121 samengevat.

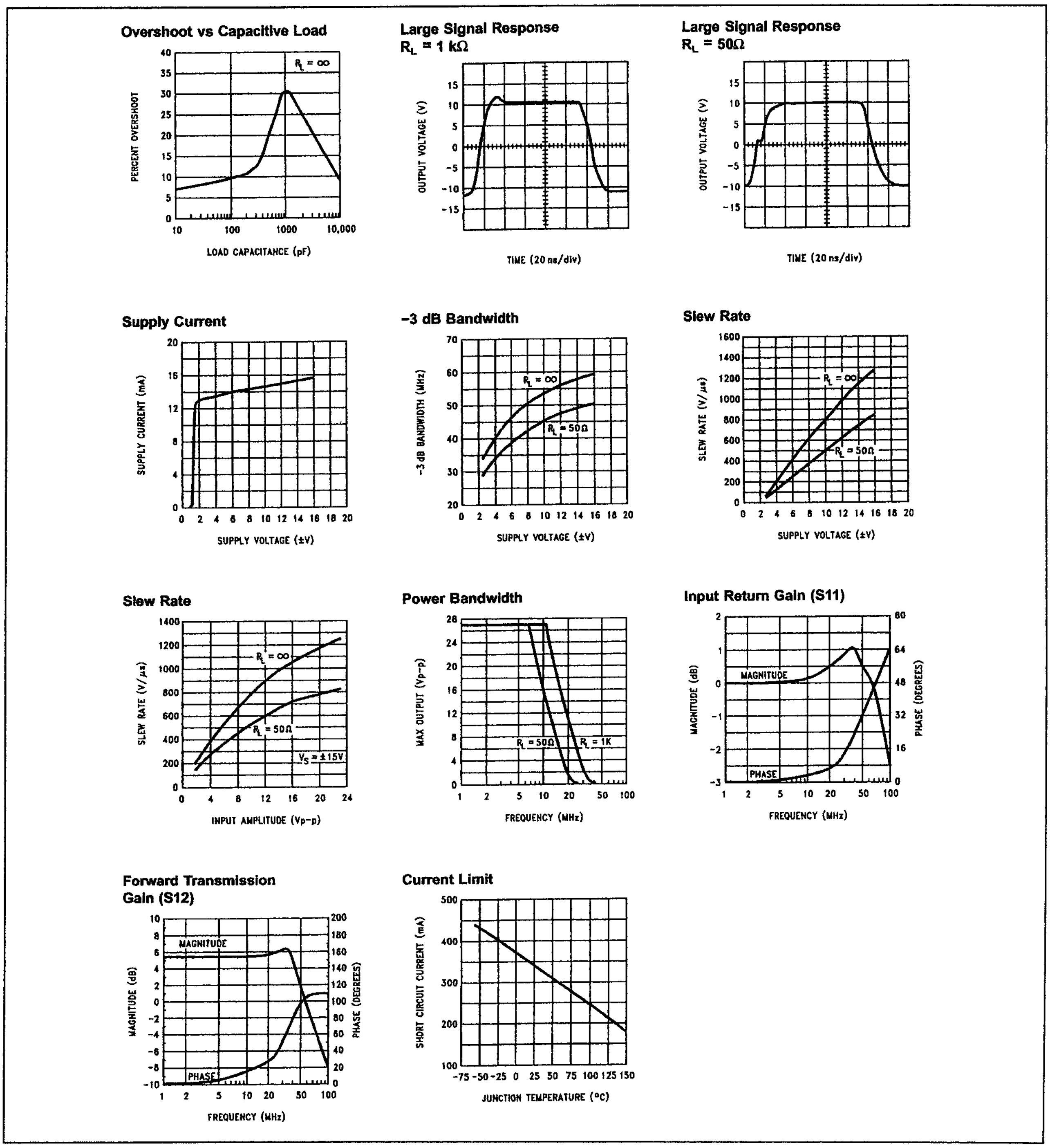


Figuur 10/5.2-78: Aansluitgegevens van de LM6121.



Figuur 10/5.2-79: Intern schema van de LM6121.

5.2 Type-beschrijving



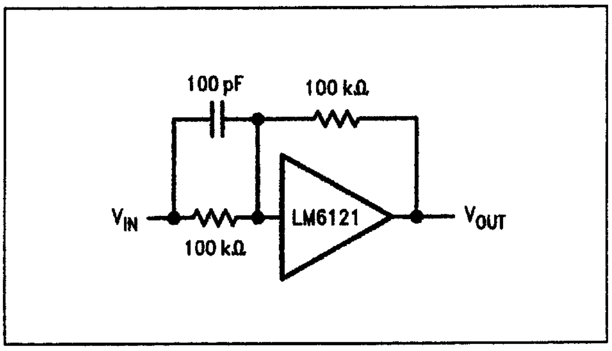
Figuur 10/5.2-80: De belangrijkste parameters van de LM6121.

Overspanningsbeveiliging

De LM6121 kan een maximaal spanningsverschil van 7 V weerstaan tussen de in- en de uitgang. Overschrijden van deze limiet heeft destructie van de chip tot gevolg. In toepassingen waar deze voorwaarde niet absoluut vervuld kan worden, wordt aanbevolen externe componenten aan te brengen volgens het schema van figuur 10/5.2-81. Vanwege de hoge ingangsimpedantie van

5.2 Type-beschrijving

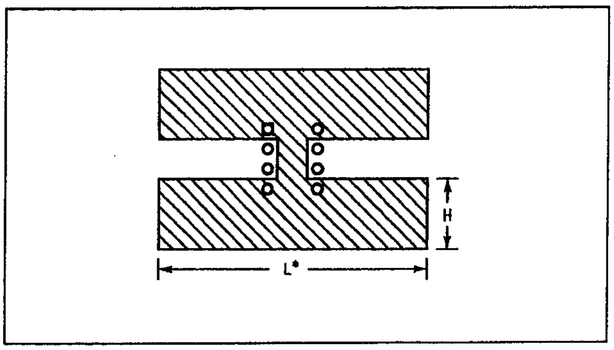
de buffer hebben deze onderdelen geen merkbare degeneratie van de specificaties tot gevolg. Dit netwerk biedt bescherming tot spanningsverschillen tot +/-15 V tussen de pennen.



Figuur 10/5.2-81: Het aanbrengen van een extern netwerk dat de LM6121 beschermd tegen te hoge spanningsverschillen tussen de pennen.

Koeling van de chip

De DIL-versie van de LM6121 moet absoluut gekoeld worden door de koperstructuur van figuur 10/5.2-82 onder de chip aan te brengen. Hierbij is L = 2 inch en H = 0,5 inch. De pennen 1/4/5/8 moeten, zonder IC-voetje, rechtstreeks op dit koelvlak gesoldeerd worden.



Figuur 10/5.2-82: Het koelen van de DIL-versie van de LM6121.

LM6125

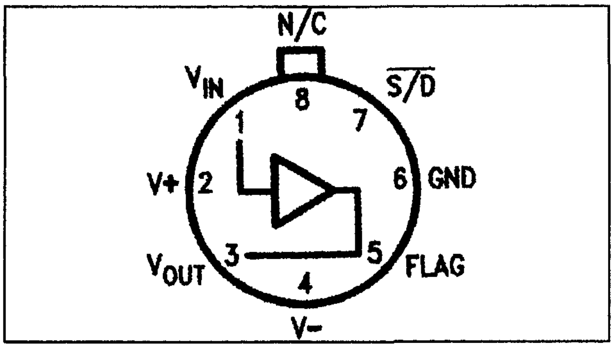
stroombuffer,
50 MHz, 800 V/μs, +/-300 mA

De LM6125 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 50 MHz bij een signaal van +/-100 mV_{ttt} en een stijgtijd van typisch 7,0 ns tot 0,2 %. Het IC kan een uitgangsstroom leveren van +/-300 mA is heeft heel weinig neiging om te oscilleren, zelfs bij zware capacitieve belastingen. Het ontwerp is geperfectioneerd voor het aansturen van 50 Ω lijnen. De schakeling is voorzien van een stroom- en een thermische begrenzing. Via een FLAG-uitgang wordt een signaal gegenereerd als de chip overbelast wordt. Bovendien is een pen S/D aanwezig, waarmee de chip elektronisch naar shut-down kan worden gestuurd. Hoewel de chip is ontworpen voor symmetrische voeding kan de LM6125 ook ingezet worden in TTL-schakelingen met enkelvoudige +5 V voeding.

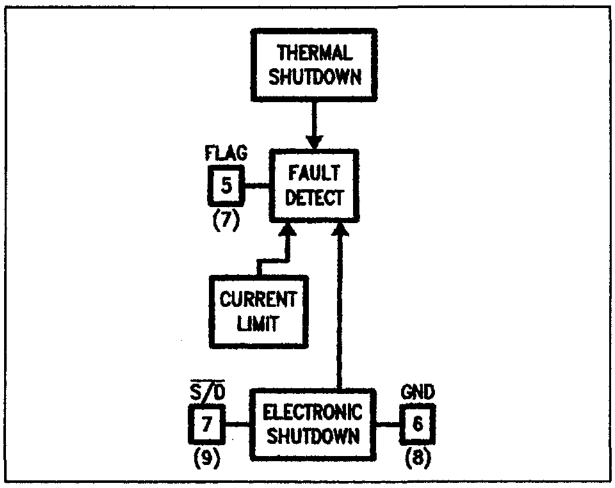
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: metal can 8-pins
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-83
- intern blokschema: figuur 10/5.2-84
- schema buffer: figuur 10/5.2-85
- voedingsspanningen:
  +/-15 V aanbevolen
  +/-18 V max.
  +5 V min.
- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- spanningsversterking:
  0,980 typisch bij 1 kΩ en +/-10 V uitgang
  0,860 typisch bij 50 Ω en +/-10 V uitgang
  0,780 typisch bij 50 Ω en +5 V voeding
- offset spanning:
  15 mV typisch, 30 mV max.
- bias stroom:
  1 μA typisch, 4 μA max.
- ingangsweerstand: 5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 3,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie:
  3 Ω typisch, 5 Ω max.
- uitgangsspanning:
  +/-13,3 V typisch bij 1 kΩ

5.2 Type-beschrijving



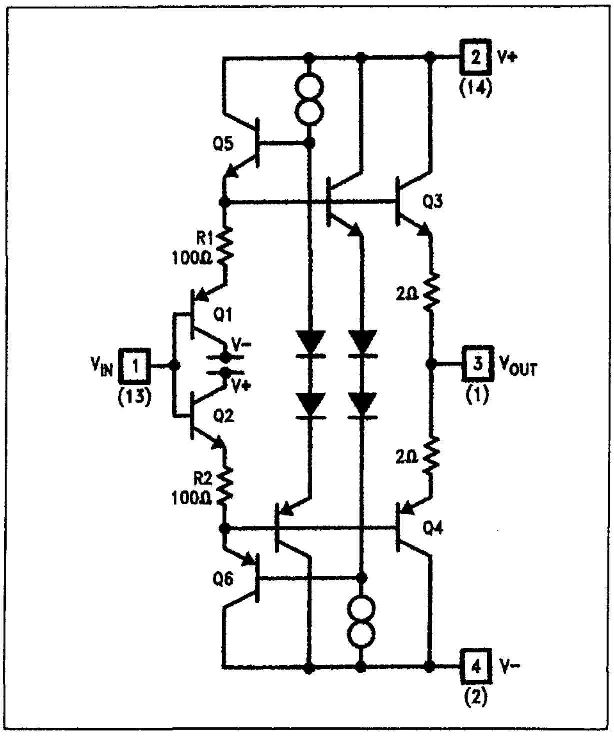
Figuur 10/5.2-83: Aansluitgegevens van de LM6125.



Figuur 10/5.2-84: Intern blokschema van de LM6125.

+/-11,5 V bij 100 Ω
+/-11,0 V bij 50 Ω
+1,6 V bij +5 V voeding en 50 Ω

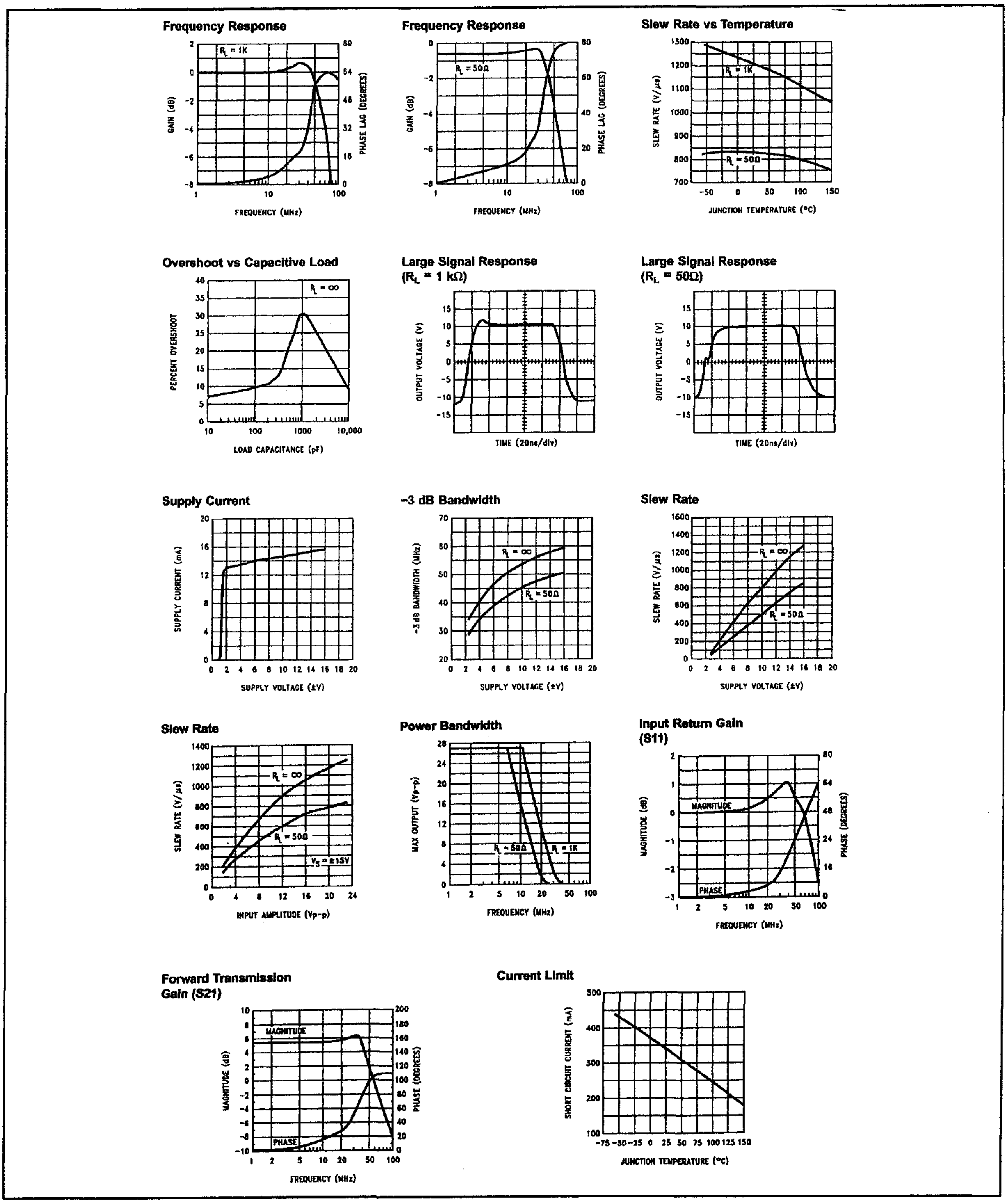
- voedingsrejectie:
  70 dB typisch, 60 dB min.
- slew rate:
  1200 V/µs bij 1 kΩ en +/-11 V
  550 V/µs bij 50 Ω en +/-11 V
  50 V/µs bij 50 Ω en 2 V ingangsspanning
- bandbreedte:
  50 MHz typisch bij 50 Ω
  en +/-100 mV ingang
- stijgtijd:
  8,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- daaltijd:
  8,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- propagation delay:
  4,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- overshoot:
  10 % typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- FLAG-pen spanningen:
  "L" = 400 mV max.
- shut-down spanning:
  1,4 V typisch
- feedthrough in shut-down:
  -50 dB typisch
- uitgangscapaciteit in shut-down:
  30 pF typisch
- shut-down responstijd:
  700 ns typisch



Figuur 10/5.2-85: Schema van de buffer in de LM6125.

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-86 worden de belangrijkste parameters van de LM6125 samengevat.

5.2 Type-beschrijving

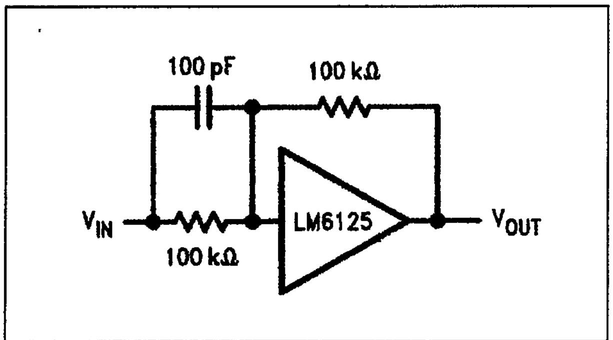


Figuur 10/5.2-86: De belangrijkste parameters van de LM6125.

5.2 Type-beschrijving

Overspanningsbeveiliging

De LM6125 kan een maximaal spanningsverschil van 7 V weerstaan tussen de in- en de uitgang. Overschrijden van deze limiet heeft destructie van de chip tot gevolg. In toepassingen waar deze voorwaarde niet absoluut vervuld kan worden, wordt aanbevolen externe componenten aan te brengen volgens het schema van figuur 10/5.2-87. Vanwege de hoge ingangsimpedantie van de buffer hebben deze onderdelen geen merkbare degeneratie van de specificaties tot gevolg. Dit netwerk biedt bescherming tot spanningsverschillen tot +/-15 V tussen de pennen.



Figuur 10/5.2-87: Het aanbrengen van een extern netwerk dat de LM6125 beschermd tegen te hoge spanningsverschillen tussen de pennen.

FLAG-uitgang

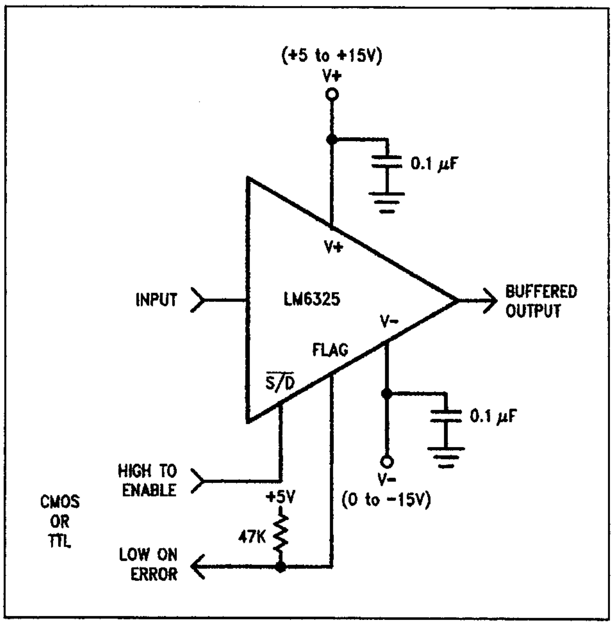
Deze uitgang heeft een open-collector structuur die een externe pull-up weerstand naar de positieve voeding nodig heeft. De transistor spert (FLAG = "H") als de chip normaal werkt en gaat geleiden (FLAG = "L") als de interne beveiligingen inschakelen of als de chip extern in shut-down wordt geschakeld.

De S/D-pen

Deze pen zet de chip in shut-down als er een "L" wordt op aangesloten. Maakt men geen gebruik van deze functie, dan moet deze pen met de positieve voedingsspanning verbonden worden.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/5.2-88 is de standaard schakeling rond de LM6125 getekend.



Figuur 10/5.2-88: Standaard schakeling rond de LM6125.

LM6221

stroombuffer, 50 MHz, 800 V/µs, +/-300 mA

De LM6221 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 50 MHz bij een signaal van +/-100 mV_{ttt} en een stijgtijd van typisch 7,0 ns tot 0,2 %. Het IC kan een uitgangsstroom leveren van +/-300 mA is heeft heel weinig neiging om te oscilleren, zelfs bij zware capacitieve belastingen. Het ontwerp is geperfectioneerd voor het aansturen van 50 Ω lijnen. De schakeling is voorzien van een stroom- en een thermische begrenzing.

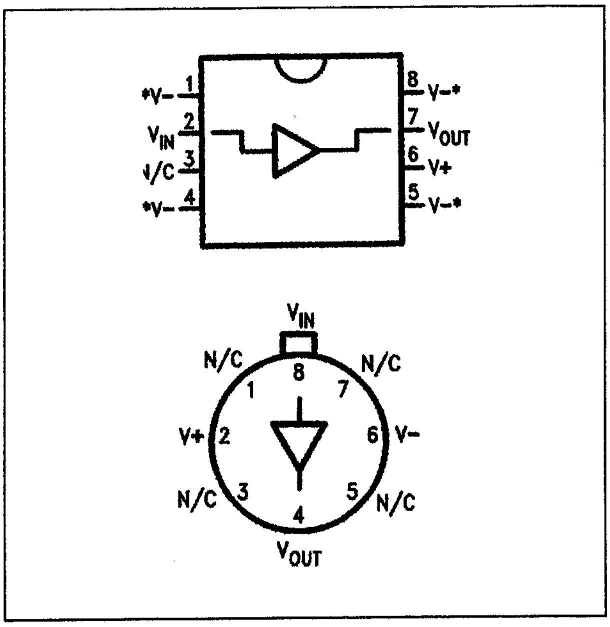
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8, metal can 8-pins
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-89
- intern schema: figuur 10/5.2-90
- voedingsspanningen:

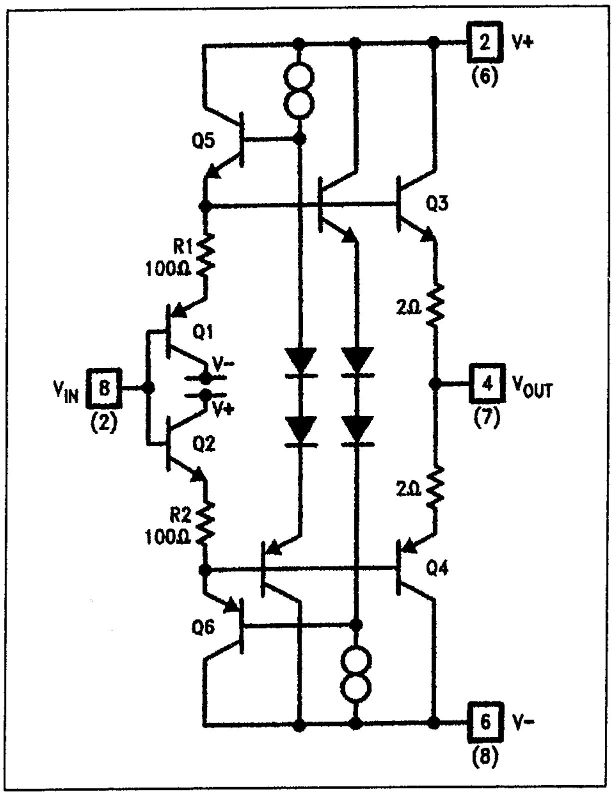
5.2 Type-beschrijving

+/-15 V aanbevolen
+/-18 V max.
- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- spanningsversterking:
0,980 typisch bij 1 kΩ en +/-10 V uitgang
0,860 typisch bij 50 Ω en +/-10 V uitgang
0,780 typisch bij 50 Ω en +5 V voeding
- offset spanning:
15 mV typisch, 30 mV max.
- bias stroom:
1 μA typisch, 4 μA max.
- ingangsweerstand: 5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 3,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie:
3 Ω typisch, 5 Ω max.
- uitgangsspanning:
+/-13,3 V typisch bij 1 kΩ
+/-11,5 V bij 100 Ω
+/-11,0 V bij 50 Ω
+1,6 V bij +5 V voeding en 50 Ω
- voedingsrejectie:
70 dB typisch, 60 dB min.
- slew rate:
1200 V/μs bij 1 kΩ en +/-11 V
800 V/μs bij 50 Ω en +/-11 V
50 V/μs bij 50 Ω en 2 V ingangsspanning
- bandbreedte:
50 MHz typisch bij 50 Ω
en +/-100 mV ingang
- stijgtijd:
7,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
en 100 mV uitgang
- daaltijd:
7,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
en 100 mV uitgang
- propagation delay:
4,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
en 100 mV uitgang
- overshoot:
10 % typisch bij 50 Ω, 10 pF
en 100 mV uitgang

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-91 worden de belangrijkste parameters van de LM6221 samengevat.

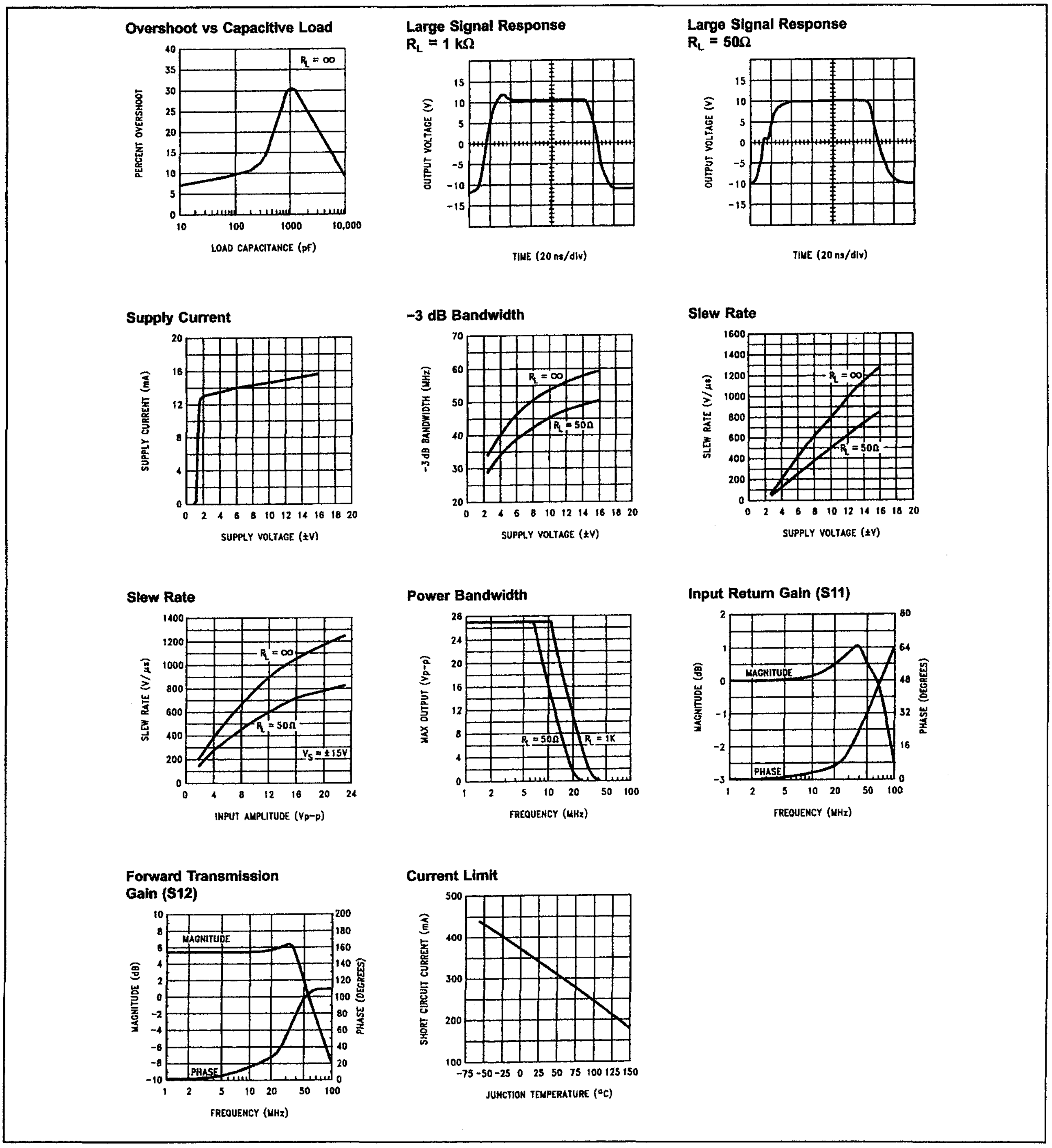


Figuur 10/5.2-89: Aansluitgegevens van de LM6221.



Figuur 10/5.2-90: Intern schema van de LM6221.

5.2 Type-beschrijving

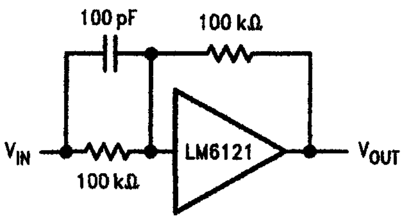


Figuur 10/5.2-91: De belangrijkste parameters van de LM6221.

Overspanningsbeveiliging

De LM6221 kan een maximaal spanningsverschil van 7 V weerstaan tussen de in- en de uitgang. Overschrijden van deze limiet heeft destructie van de chip tot gevolg. In toepassingen waar deze voorwaarde niet absoluut vervuld kan worden, wordt aanbevolen externe componenten aan te brengen

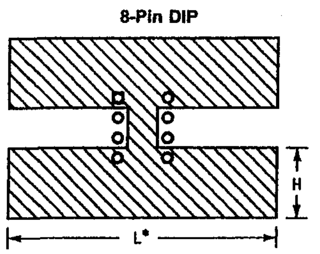
volgens het schema van figuur 10/5.2-92. Vanwege de hoge ingangsimpedantie van de buffer hebben deze onderdelen geen merkbare degeneratie van de specificaties tot gevolg. Dit netwerk biedt bescherming tot spanningsverschillen tot +/-15 V tussen de pennen.



Figuur 10/5.2-92: Het aanbrengen van een extern netwerk dat de LM6221 beschermd tegen te hoge spanningsverschillen tussen de pennen.

Koeling van de chip

De DIL-versie van de LM6221 moet absoluut gekoeld worden door de koperstructuur van figuur 10/5.2-93 onder de chip aan te brengen. Hierbij is L = 2 inch en H = 0,5 inch. De pennen 1/4/5/8 moeten, zonder IC-voetje, rechtstreeks op dit koelvlak gesoldeerd worden.



Figuur 10/5.2-93: Het koelen van de DIL-versie van de LM6221.

LM6225

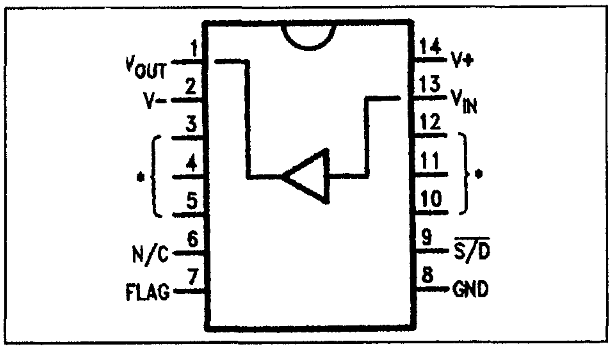
stroombuffer, 50 MHz, 800 V/μs, +/-300 mA

De LM6225 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 50 MHz bij een signaal van +/-100 mVttt en een stijgtijd van typisch 7,0 ns tot 0,2 %. Het IC kan een uitgangsstroom leveren van +/-300 mA is heeft heel weinig neiging om te oscilleren, zelfs bij zware capacitieve belastingen. Het ontwerp is geperfectioneerd voor het aansturen van 50 Ω lijnen. De schakeling is voorzien van een stroom- en een thermische begrenzing. Via een FLAG-uitgang wordt een signaal gegenereerd als de chip overbelast wordt. Bovendien is een pen $S/\overline{D}$ aanwezig, waarmee de chip elektronisch naar shut-down kan worden gestuurd. Hoewel de chip is ontworpen voor symmetrische voeding kan de LM6225 ook ingezet worden in TTL-schakelingen met enkelvoudige +5 V voeding.

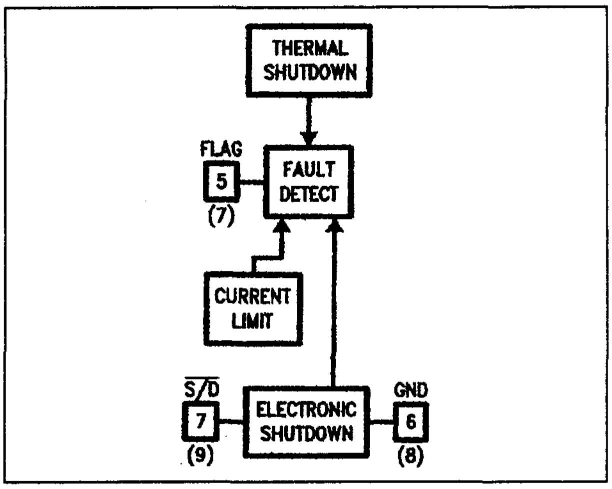
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-94
- intern blokschema: figuur 10/5.2-95
- schema buffer: figuur 10/5.2-96
- voedingsspanningen:
  +/-15 V aanbevolen
  +/-18 V max.
  +5 V min.
- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- spanningsversterking:
  0,980 typisch bij 1 kΩ en +/-10 V uitgang
  0,860 typisch bij 50 Ω en +/-10 V uitgang
  0,780 typisch bij 50 Ω en +5 V voeding
- offset spanning:
  15 mV typisch, 30 mV max.
- bias stroom:
  1 μA typisch, 4 μA max.
- ingangsweerstand: 5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 3,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie:
  3 Ω typisch, 5 Ω max.
- uitgangsspanning:
  +/-13,3 V typisch bij 1 kΩ

5.2 Type-beschrijving

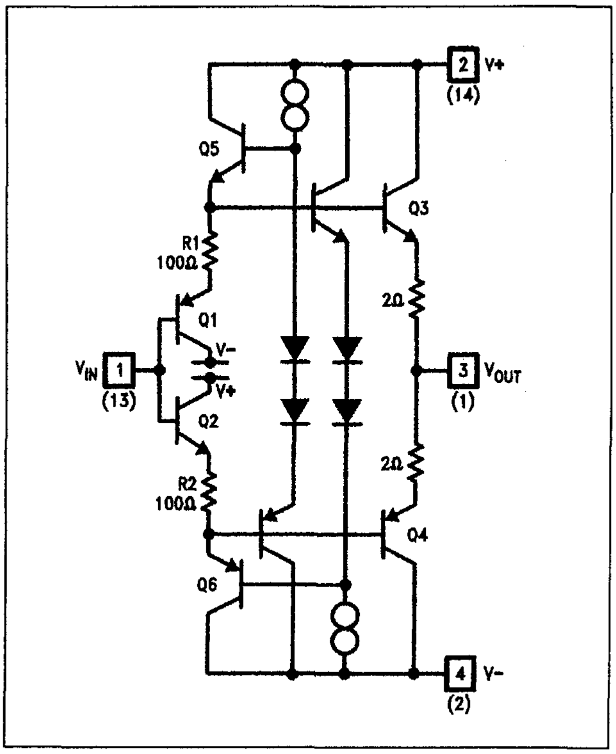


Figuur 10/5.2-94: Aansluitgegevens van de LM6225.



Figuur 10/5.2-95: Intern blokschema van de LM6225.

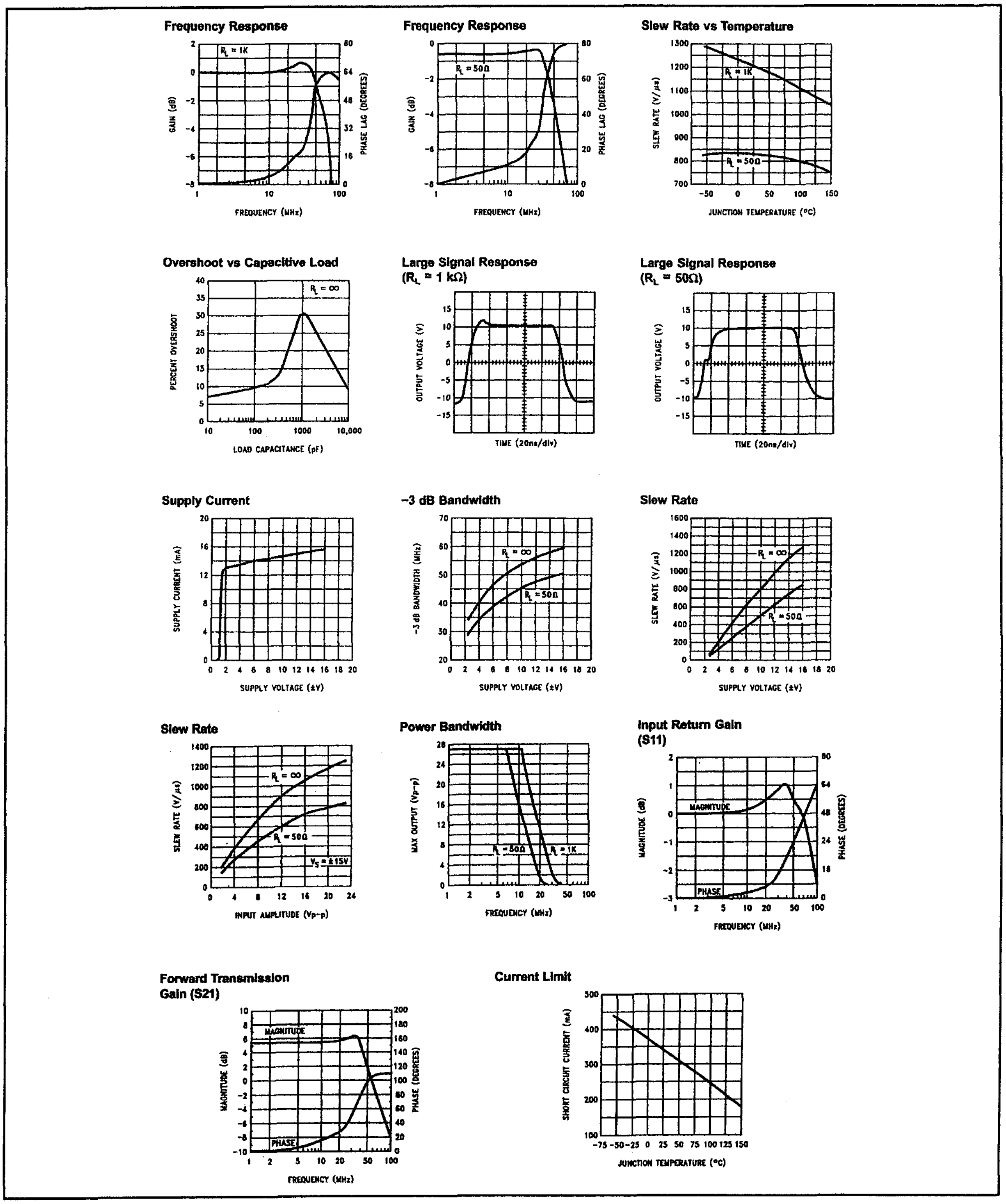
+/-11,5 V bij 100 Ω
+/-11,0 V bij 50 Ω
+1,6 V bij +5 V voeding en 50 Ω
- voedingsrejectie:
  70 dB typisch, 60 dB min.
- slew rate:
  1200 V/µs bij 1 kΩ en +/-11 V
  550 V/µs bij 50 Ω en +/-11 V
  50 V/µs bij 50 Ω en 2 V ingangsspanning
- bandbreedte:
  30 MHz typisch bij 50 Ω
  en +/-100 mV ingang
- stijgtijd:
  8,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- daaltijd:
  8,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- propagation delay:
  4,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- overshoot:
  10 % typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- FLAG-pen spanningen:
  "L" = 400 mV max.
- shut-down spanning:
  1,4 V typisch
- feedthrough in shut-down:
  -50 dB typisch
- uitgangscapaciteit in shut-down:
  30 pF typisch
- shut-down responstijd:
  700 ns typisch



Figuur 10/5.2-96: Schema van de buffer in de LM6225.

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-97 worden de belangrijkste parameters van de LM6225 samengevat.

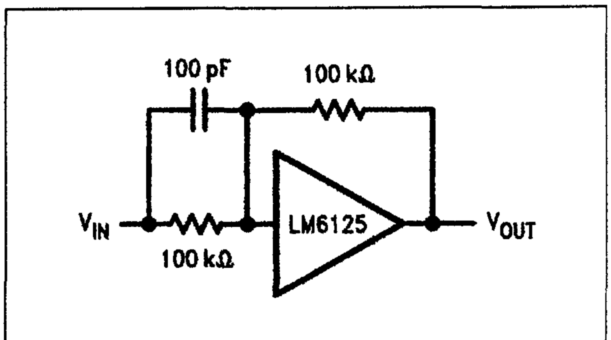
5.2 Type-beschrijving



Figuur 10/5.2-97: De belangrijkste parameters van de LM6225.

5.2 Type-beschrijving

Overspanningsbeveiliging
De LM6225 kan een maximaal spanningsverschil van 7 V weerstaan tussen de in- en de uitgang. Overschrijden van deze limiet heeft destructie van de chip tot gevolg. In toepassingen waar deze voorwaarde niet absoluut vervuld kan worden, wordt aanbevolen externe componenten aan te brengen volgens het schema van figuur 10/5.2-98. Vanwege de hoge ingangsimpedantie van de buffer hebben deze onderdelen geen merkbare degeneratie van de specificaties tot gevolg. Dit netwerk biedt bescherming tot spanningsverschillen tot +/-15 V tussen de pennen.

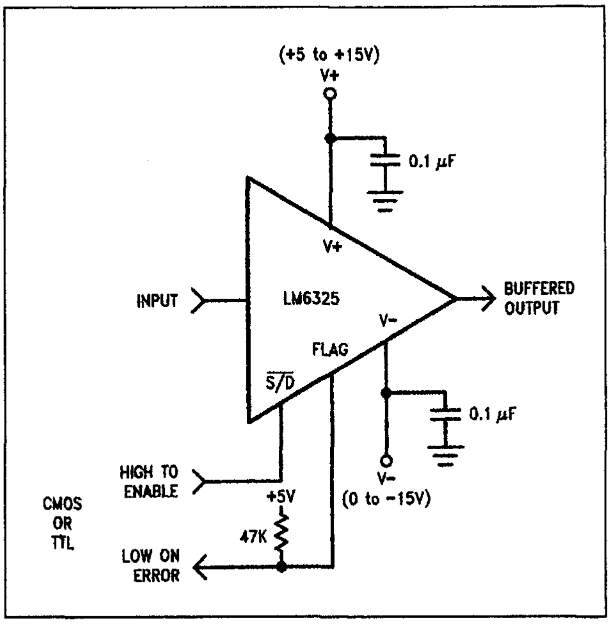


Figuur 10/5.2-98: Het aanbrengen van een extern netwerk dat de LM6225 beschermd tegen te hoge spanningsverschillen tussen de pennen.

FLAG-uitgang
Deze uitgang heeft een open-collector structuur die een externe pull-up weerstand naar de positieve voeding nodig heeft. De transistor spert (FLAG = "H") als de chip normaal werkt en gaat geleiden (FLAG = "L") als de interne beveiligingen inschakelen of als de chip extern in shut-down wordt geschakeld.

De S/D-pen
Deze pen zet de chip in shut-down als er een "L" wordt op aangesloten. Maakt men geen gebruik van deze functie, dan moet deze pen met de positieve voedingsspanning verbonden worden.

Voorbeeld-schakeling
In figuur 10/5.2-99 is de standaard schakeling rond de LM6225 getekend.



Figuur 10/5.2-99: Standaard schakeling rond de LM6225.

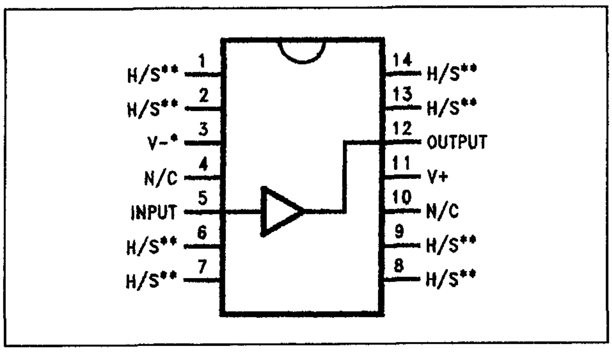
LM6321
stroombuffer, 50 MHz, 800 V/μs, +/-300 mA
De LM6321 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 50 MHz bij een signaal van +/-100 mV_{ttt} en een stijgtijd van typisch 7,0 ns tot 0,2 %. Het IC kan een uitgangsstroom leveren van +/-300 mA is heeft heel weinig neiging om te oscilleren, zelfs bij zware capacitieve belastingen. Het ontwerp is geperfectioneerd voor het aansturen van 50 Ω lijnen. De schakeling is voorzien van een stroom- en een thermische begrenzing.

Technische gegevens
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-100
- intern schema: figuur 10/5.2-101
- voedingsspanningen:

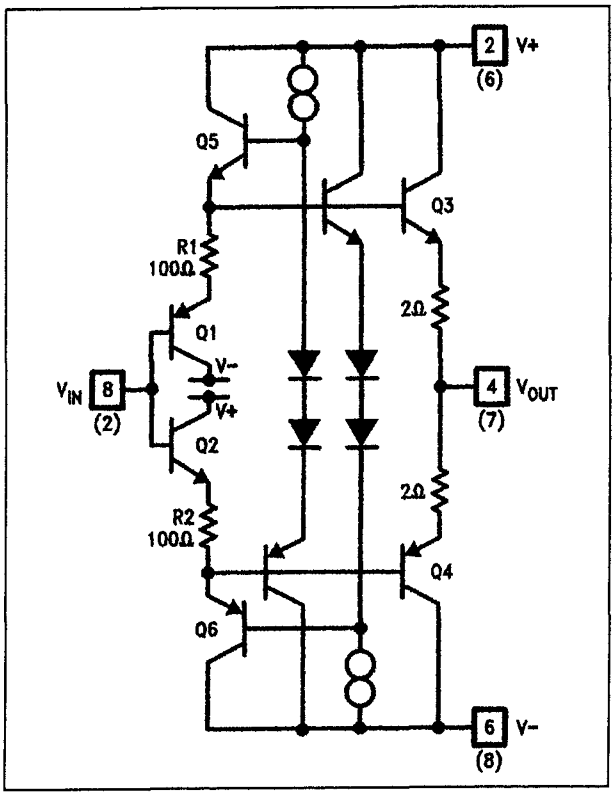
5.2 Type-beschrijving

+/-15 V aanbevolen
+/-18 V max.

- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- spanningsversterking:
  0,970 typisch bij 1 kΩ en +/-10 V uitgang
  0,850 typisch bij 50 Ω en +/-10 V uitgang
  0,750 typisch bij 50 Ω en +5 V voeding
- offset spanning:
  15 mV typisch, 50 mV max.
- bias stroom:
  1 µA typisch, 4 µA max.
- ingangsweerstand: 5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 3,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie:
  3 Ω typisch, 5 Ω max.
- uitgangsspanning:
  +/-13,2 V typisch bij 1 kΩ
  +/-11,0 V bij 100 Ω
  +/-10,0 V bij 50 Ω
  +1,6 V bij +5 V voeding en 50 Ω
- voedingsrejectie:
  70 dB typisch, 60 dB min.
- slew rate:
  1200 V/µs bij 1 kΩ en +/-11 V
  550 V/µs bij 50 Ω en +/-11 V
  30 V/µs bij 50 Ω en 2 V ingangsspanning
- bandbreedte:
  30 MHz typisch bij 50 Ω
  en +/-100 mV ingang
- stijgtijd:
  7,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- daaltijd:
  7,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- propagation delay:
  4,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- overshoot:
  10 % typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang



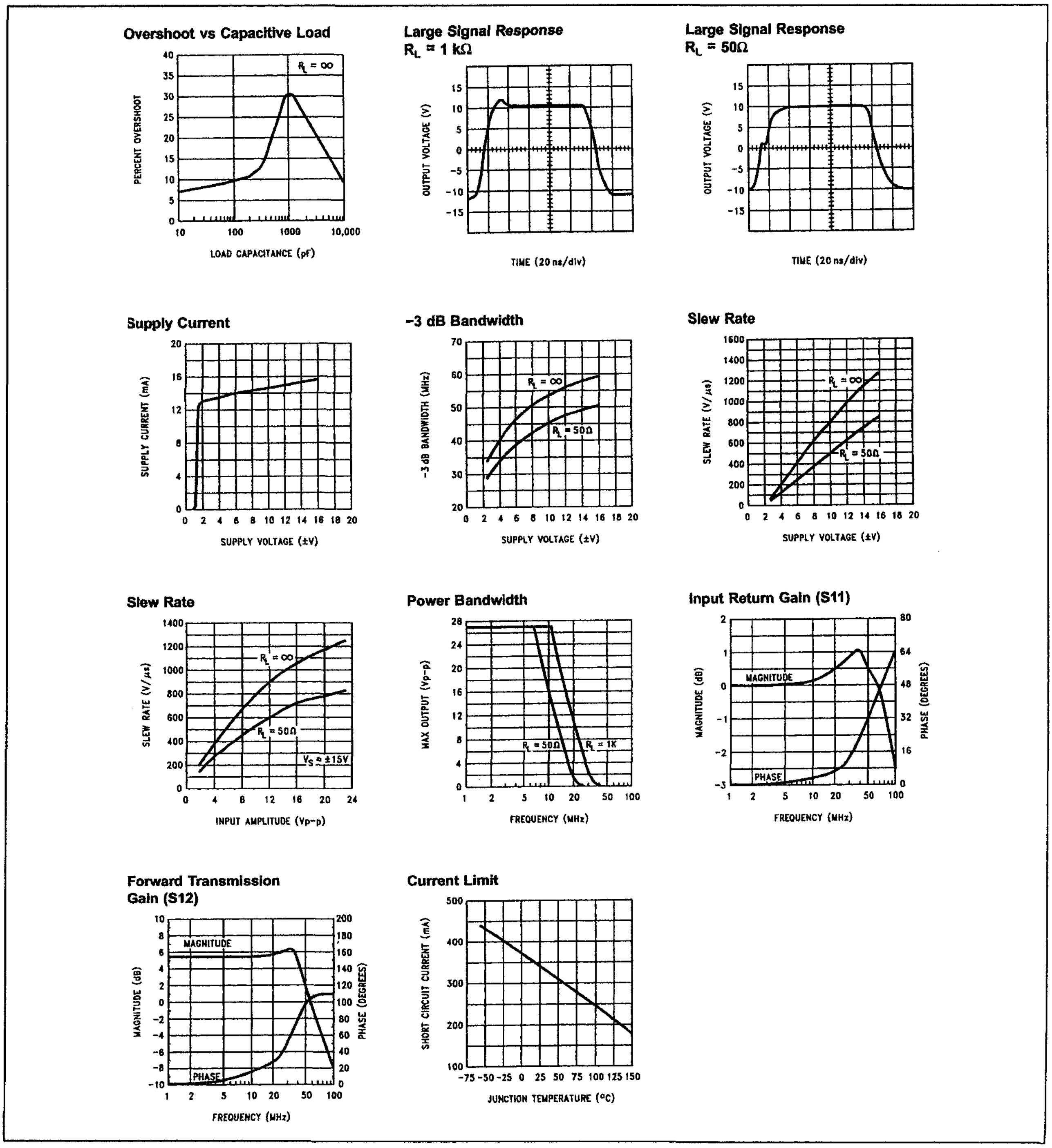
Figuur 10/5.2-100: Aansluitgegevens van de LM6321.



Figuur 10/5.2-101: Intern schema van de LM6321.

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-102 worden de belangrijkste parameters van de LM6321 samengevat.

5.2 Type-beschrijving

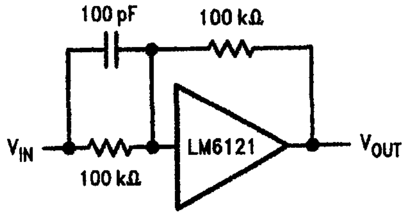


Figuur 10/5.2-102: De belangrijkste parameters van de LM6321.

Overspanningsbeveiliging

De LM6321 kan een maximaal spanningsverschil van 7 V weerstaan tussen de in- en de uitgang. Overschrijden van deze limiet heeft destructie van de chip tot gevolg. In toepassingen waar deze voorwaarde niet absoluut vervuld kan worden, wordt aanbevolen externe componenten aan te brengen volgens het schema van figuur 10/5.2-103. Vanwege de hoge ingangsimpedantie van

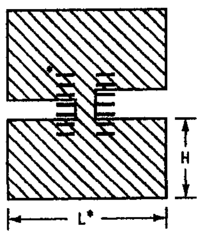
de buffer hebben deze onderdelen geen merkbare degeneratie van de specificaties tot gevolg. Dit netwerk biedt bescherming tot spanningsverschillen tot +/-15 V tussen de pennen.



Figuur 10/5.2-103: Het aanbrengen van een extern netwerk dat de LM6321 beschermd tegen te hoge spanningsverschillen tussen de pennen.

Koeling van de chip

De LM6321 moet absoluut gekoeld worden door de koperstructuur van figuur 10/5.2-104 onder de chip aan te brengen. Hierbij is L = 2 inch en H = 1 inch. De pennen 1/2/3/6/7/8/9/13/14 moeten, zonder IC-voetje, rechtstreeks op dit koelvlak gesoldeerd worden.



Figuur 10/5.2-104: Het koelen van de LM6321.

LM6325

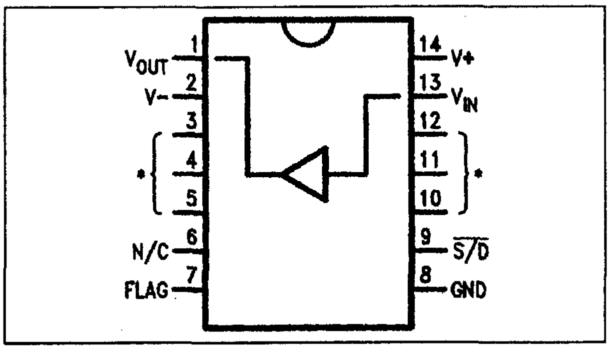
stroombuffer,
50 MHz, 800 V/μs, +/-300 mA

De LM6325 is een closed-loop spanningsbuffer met een typische -3 dB bandbreedte van 50 MHz bij een signaal van +/-100 mV_{tt} en een stijgtijd van typisch 7,0 ns tot 0,2 %. Het IC kan een uitgangsstroom leveren van +/-300 mA is heeft heel weinig neiging om te oscilleren, zelfs bij zware capacitieve belastingen. Het ontwerp is geperfectioneerd voor het aansturen van 50 Ω lijnen. De schakeling is voorzien van een stroom- en een thermische begrenzing. Via een FLAG-uitgang wordt een signaal gegenereerd als de chip overbelast wordt. Bovendien is een pen $S/\overline{D}$ aanwezig, waarmee de chip elektronisch naar shut-down kan worden gestuurd. Hoewel de chip is ontworpen voor symmetrische voeding kan de LM6325 ook ingezet worden in TTL-schakelingen met enkelvoudige +5 V voeding.

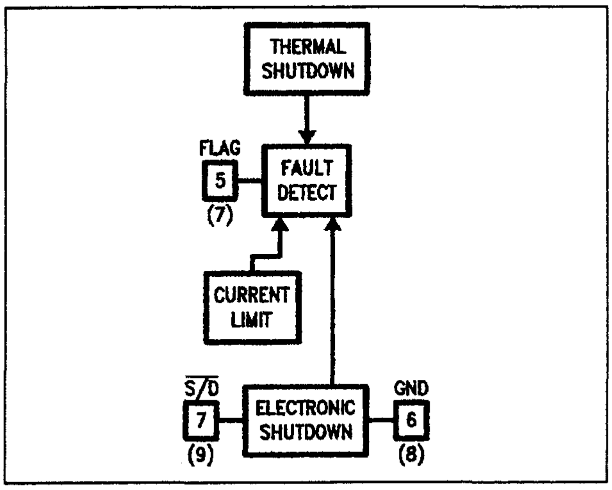
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 10/5.2-105
- intern blokschema: figuur 10/5.2-106
- schema buffer: figuur 10/5.2-107
- voedingsspanningen:
  +/-15 V aanbevolen
  +/-18 V max.
  +5 V min.
- voedingsstromen: +/-15 mA typisch
- spanningsversterking:
  0,970 typisch bij 1 kΩ en +/-10 V uitgang
  0,850 typisch bij 50 Ω en +/-10 V uitgang
  0,750 typisch bij 50 Ω en +5 V voeding
- offset spanning:
  15 mV typisch, 50 mV max.
- bias stroom:
  1 μA typisch, 5 μA max.
- ingangsweerstand: 5 MΩ typisch
- ingangscapaciteit: 3,5 pF typisch
- uitgangsimpedantie:
  3 Ω typisch, 5 Ω max.
- uitgangsspanning:
  +/-13,2 V typisch bij 1 kΩ

5.2 Type-beschrijving



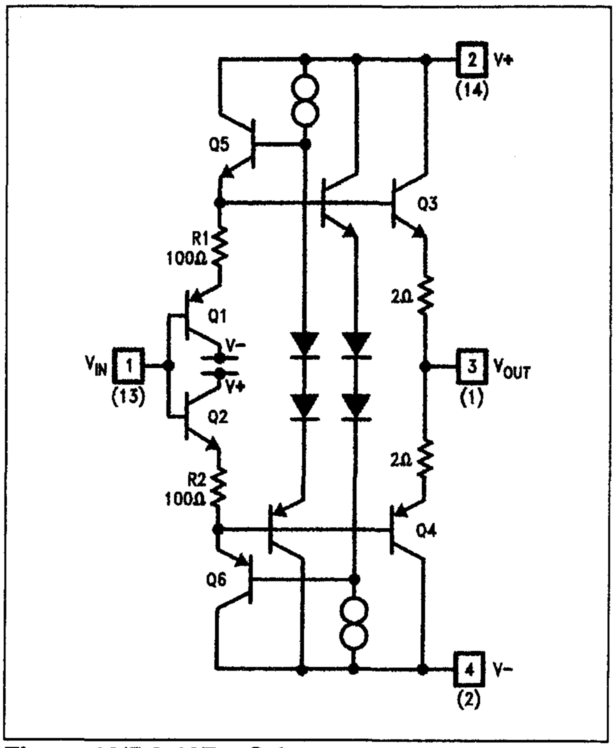
Figuur 10/5.2-105: Aansluitgegevens van de LM6325.



Figuur 10/5.2-106: Intern blokschema van de LM6325.

+/-11,0 V bij 100 Ω
+/-10,0 V bij 50 Ω
+1,6 V bij +5 V voeding en 50 Ω

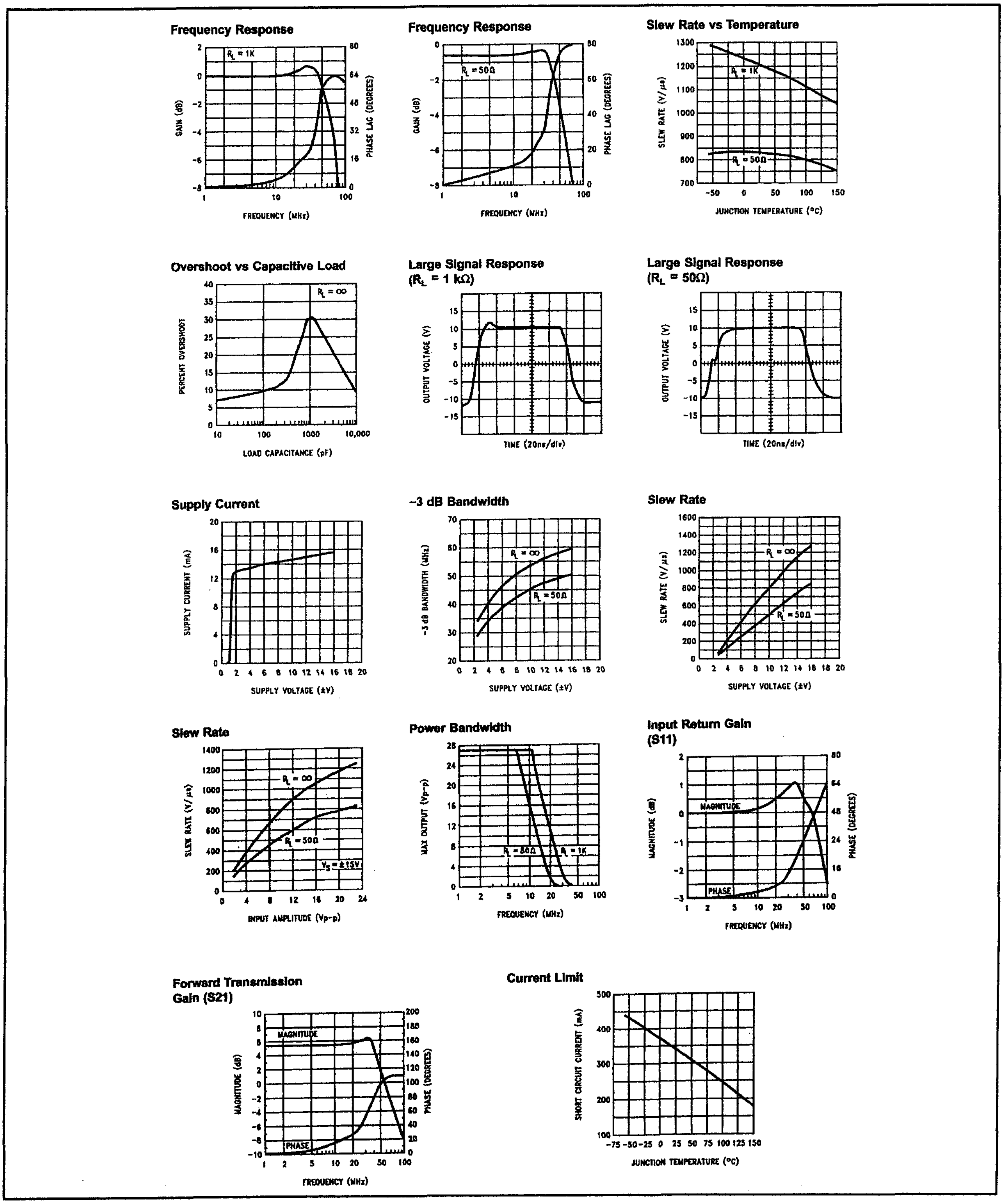
- voedingsrejectie:
  70 dB typisch, 60 dB min.
- slew rate:
  1200 V/μs bij 1 kΩ en +/-11 V
  550 V/μs bij 50 Ω en +/-11 V
  30 V/μs bij 50 Ω en 2 V ingangsspanning
- bandbreedte:
  30 MHz typisch bij 50 Ω
  en +/-100 mV ingang
- stijgtijd:
  8,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- daaltijd:
  8,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- propagation delay:
  4,0 ns typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- overshoot:
  10 % typisch bij 50 Ω, 10 pF
  en 100 mV uitgang
- FLAG-pen spanningen:
  "L" = 400 mV max.
- shut-down spanning:
  1,4 V typisch
- feedthrough in shut-down:
  -50 dB typisch
- uitgangscapaciteit in shut-down:
  30 pF typisch
- shut-down responstijd:
  700 ns typisch



Figuur 10/5.2-107: Schema van de buffer in de LM6325.

Belangrijkste parameters
In het overzicht van figuur 10/5.2-108 worden de belangrijkste parameters van de LM6325 samengevat.

5.2 Type-beschrijving

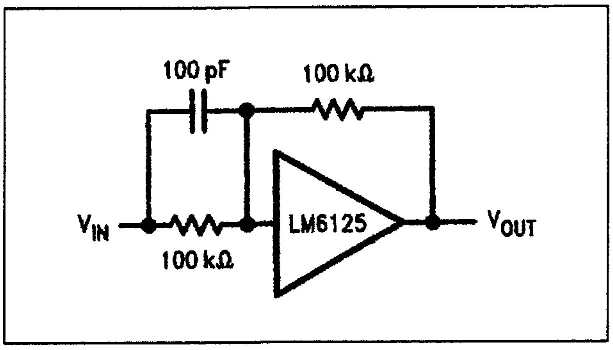


Figuur 10/5.2-108: De belangrijkste parameters van de LM6325.

5.2 Type-beschrijving

Overspanningsbeveiliging

De LM6325 kan een maximaal spanningsverschil van 7 V weerstaan tussen de in- en de uitgang. Overschrijden van deze limiet heeft destructie van de chip tot gevolg. In toepassingen waar deze voorwaarde niet absoluut vervuld kan worden, wordt aanbevolen externe componenten aan te brengen volgens het schema van figuur 10/5.2-109. Vanwege de hoge ingangsimpedantie van de buffer hebben deze onderdelen geen merkbare degeneratie van de specificaties tot gevolg. Dit netwerk biedt bescherming tot spanningsverschillen tot +/-15 V tussen de pennen.



Figuur 10/5.2-109: Het aanbrengen van een extern netwerk dat de LM6325 beschermd tegen te hoge spanningsverschillen tussen de pennen.

FLAG-uitgang

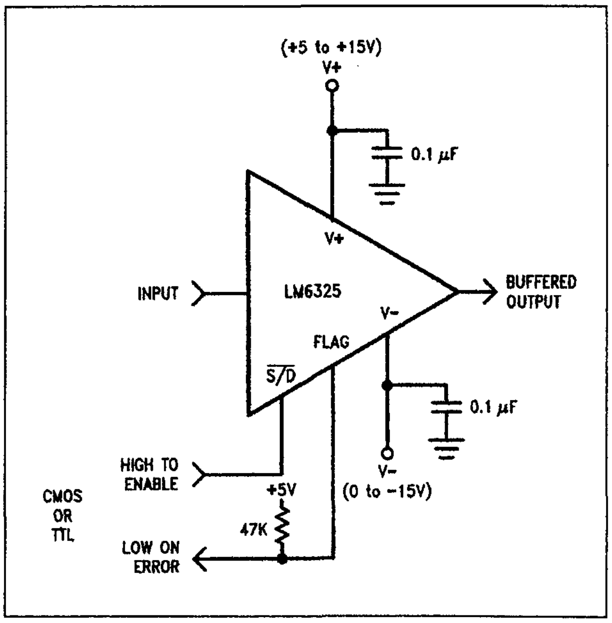
Deze uitgang heeft een open-collector structuur die een externe pull-up weerstand naar de positieve voeding nodig heeft. De transistor spert (FLAG = "H") als de chip normaal werkt en gaat geleiden (FLAG = "L") als de interne beveiligingen inschakelen of als de chip extern in shut-down wordt geschakeld.

De S/D-pen

Deze pen zet de chip in shut-down als er een "L" wordt op aangesloten. Maakt men geen gebruik van deze functie, dan moet deze pen met de positieve voedingsspanning verbonden worden.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/5.2-110 is de standaard schakeling rond de LM6325 getekend.



Figuur 10/5.2-110: Standaard schakeling rond de LM6325.

5.2 Type-beschrijving

10/6

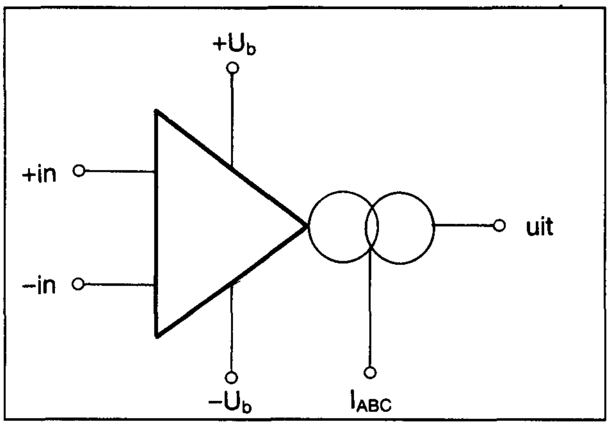
Operational transconductance amplifiers (OTA's)

Inhoud

10/6.1

Achtergrond-informatie

Kennismaking
De operational transconductance amplifier, kortweg OTA genoemd en in het Nederlands steilheidsversterkers, behoort tot de familie der operationele versterkers en het zal dan ook wel geen verbazing opwekken dat sommige eigenschappen identiek zijn aan deze die in hoofdstuk 10/1 beschreven zijn voor de 'gewone' op-amp.



Figuur 10/6.1-1: Symbool van een OTA.

Het symbool van een OTA is getekend in figuur 10/6.1-1. Men herkent dezelfde ingangssymboliek als bij een gewone op-amp en een OTA heeft inderdaad een differentiële ingangs-versterker die wat werking betreft te vergelijken is met de ingangstrap van de op-amp. Na deze verschilversterker volgt echter een programmeerbare stroombron. De grootte van de stroom die door deze bron vloeit is afhankelijk van het spanningsverschil ΔU dat gemeten wordt tussen de beide ingangen, maar ook van de grootte van een besturings-stroom I_{ABC}. Deze stroom noemt men de 'amplifier bias control'. Het verband tussen uitgangsstroom en ingangsspanings-verschil wordt gegeven door de formule:

$I_0 = g_m \cdot \Delta U$.

De factor g_m noemt men geleidings-overdracht of transconductantie van de schakeling en deze wordt uitgedrukt in mho of Siemens. Tussen de waarde van g_m en de grootte van de I_{ABC} bestaat een lineair verband.

Uit de algemene transfer-formule van de OTA volgt dat de polariteit van de uitgangsstroom I_0 afhankelijk is van de polariteit van het spanningsverschil ΔU. Is de spanning op de niet-inverterende ingang groter dan de spanning op de inverterende ingang, dan is ΔU positief en zal de uitgangstroom uit de stroombron naar de belasting vloeien. Men zegt dat de OTA als 'current source' werkt. Is de spanning op de niet-inverterende ingang kleiner dan de spanning op de inverterende ingang, dan is ΔU negatief en de uitgangsstroom zal van de belasting naar de OTA vloeien. De OTA neemt stroom op, men zegt dat de schakeling als 'current sink' werkt.

Uit het feit dat de OTA een stroomleverancier of -verbruiker is kan men afleiden dat de uitgangsweerstand van de schakeling niet constant is, maar afhankelijk van de grootte van de stroom en dus afhankelijk van de waarde van g_m. Een tweede belangrijke gevolgtrekking is dat men de OTA moet afsluiten met een Ohmse belasting om de uitgangsstroom om

6.1 Achtergrond-informatie

te zetten in een bruikbare uitgangsspanning.

Het verband tussen i_0 en g_m is lineair, maar er zijn natuurlijk grenzen aan dit lineaire verband. Een belangrijke eigenschap van iedere OTA is het aantal decaden in g_m-variatie waarbij dit lineaire verband geldig blijft. Bij de CA 3080 kan I_{ABC} gevarieerd worden tussen 1 μA en 1 mA, waaruit men kan besluiten dat deze OTA een regelbereik van 1/1000 of drie decaden heeft.

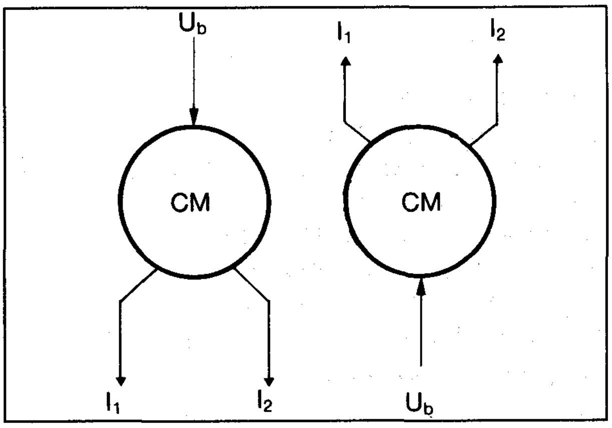
De specifieke eigenschappen van een OTA worden in belangrijke mate bepaald door de grootte van de stuurstroom I_{ABC}. Bij de reeds genoemde CA 3080 wordt de relatie tussen de stroom en de geleidbaarheid gegeven door de eenvoudige formule:
$g_m \approx 19{,}2 \,.\, I_{ABC}$.
Een stroom van 10 μA heeft dus een g_m van ongeveer 200 μS tot gevolg. Bij deze stroom is de ingangsweerstand ongeveer gelijk aan 800 kΩ en de uitgangsweerstand 700 MΩ.
Bij een I_{ABC} van 1 mA wordt g_m = 20 mS, R_i = 15 kΩ en R_0 = 7 MΩ.

Uit deze gegevens kan men afleiden dat men zeer voorzichtig met de uitgang van een OTA moet omgaan. In de meeste gevallen zal men de uitgang zo dicht mogelijk bij de uitgangs-pen moeten afsluiten met een buffer. Doet men dat niet en gebruikt men de schakeling voor het bewerken van wisselspannings-signalen, dan zal de zeer hoge R_0 met de paracitaire capaciteiten van de print een laagdoorlaat-filter vormen dat niets heel laat van de frequentie doorlaat-band.

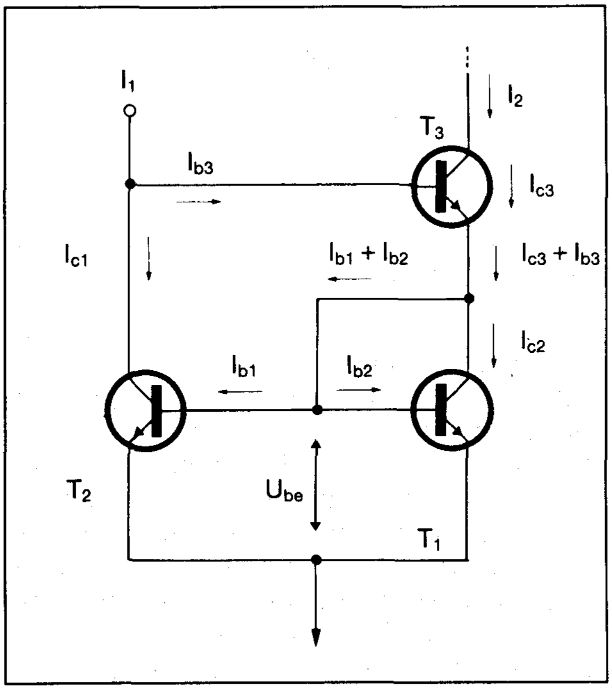
De stroomspiegel

Alvorens in te gaan op de fundamentele opbouw van een OTA moet de werking van een voor OTA's zijn belangrijke elektronische basis-schakeling worden besproken: de stroomspiegel.

Zoals uit figuur 10/6.1-2 volgt is een stroomspiegel een schakeling met één ingang en één uitgang. De schakeling zal de extern aangeboden stroom i_1 'spiegelen' naar zijn uitgang en een exact gelijke stroom i_2 aan een andere schakeling aanbieden. Niet alleen de grootte, maar ook de richting waarin beide stromen vloeien zijn identiek en men kent zowel 'sink' als 'source' stroomspiegels.



Figuur 10/6.1-2: Symbool van een stroomspiegel of current mirror.



Figuur 10/6.1-3: Praktisch schema van een stroomspiegel.

6.1 Achtergrond-informatie

Het basis-schema van een stroomspiegel is getekend in figuur 10/6.1-3. De drie transistoren worden volledig identiek verondersteld hetgeen dank zij de moderne integratietechnieken niet zo ver bezijden de waarheid is!

Er bestaat een bepaald exponentieel verband tussen de spanning U_{be} van een transistor en de stroom I_c die als gevolg van deze spanning door het onderdeel gaat vloeien. Naast de genoemde grootheden zijn er in de formule een aantal parameters aanwezig, waarvan de grootte afhankelijk is van de temperatuur en van materiaal-constanten. Als twee of meerdere transistoren uit hetzelfde materiaal zijn vervaardigd en op dezelfde temperatuur staat (hetgeen men bij geïntegreerde transistoren zonderen zonder meer kan aannemen) kan men besluiten dat gelijke U_{be}'s gelijke I_c's tot gevolg hebben.

In het schema van figuur 10/6.1-3 hebben de transistoren T1 en T2 dezelfde basis-emitter spanning, men kan dus aannemen dat de collector-stromen ook identiek zijn, dus $I_{c1} = I_{c2}$. Te bewijzen is dat de grootte van de uitgangstroom van de stroomspiegel (I_2) gelijk is aan de grootte van de stuurstroom I_1.
Men kan een aantal stroom-vergelijkingen opstellen:

$I_{c1} = I_1 - I_{b3}$

$I_{c2} = I_{c3} + I_{b3} - I_{b1} - I_{b2}$

$I_{c3} = I_2$

Men weet dat verondersteld mag worden dat $I_{c1} = I_{c2}$, dus:

$I_1 - I_{b3} = I_2 + I_{b3} - I_{b1} - I_{b2}$.

Vanwege de volledig identieke karakteristieken van de transistoren kan men alle basisstromen aan elkaar gelijk stellen:

$I_{b1} = I_{b2} = I_{b3} = I_b$

De formule wordt vereenvoudigd tot:

$I_1 - I_b = I_2 + I_b - I_b - I_b$.

$I_1 - I_b = I_2 - I_b$

$I_1 = I_2$

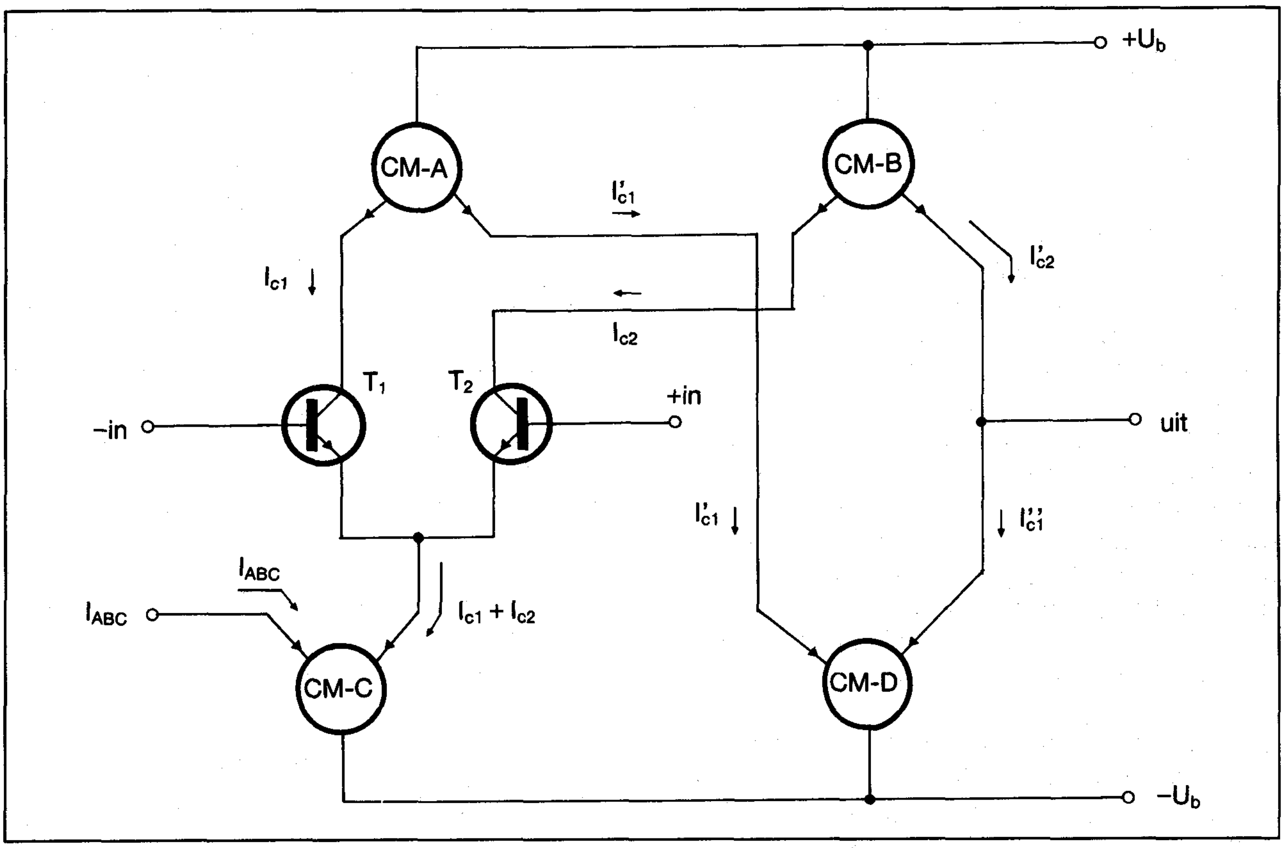
Het meest eenvoudige principiële schema van een OTA is getekend in figuur 10/6.1-4.

De schakeling is samengesteld uit een differentiële ingangs-trap T1/T2 en vier stroomspiegels CM-a tot en met CM-d.
De besturings-stroom I_{ABC} wordt aan de onderste spiegel CM–c aangeboden.
De uitgangsstroom van deze spiegel verdeelt zich als I_{c1} en I_{c2} tussen de twee transistoren, waarbij de verhouding afhankelijk is van de spanning U_+ en U_- op de basissen. Als beide spanningen aan elkaar gelijk zijn ($\triangle U = 0$) dan kan men stellen dat $I_{c1} = I_{c2}$. Uit de fundamentele werking van de stroomspiegels kan men bovendien afleiden dat $I_{c1} = I'_c = I''_{c1}$ en dat $I_{c2} = I'_{c2}$.
Als aan de spanningsgelijkheid op de ingangen is voldaan zal $I_{c1} = I_{c2}$ en dus ook $I''_{c1} = I'_{c2}$.
De stroom I'_{c2} die door de stroomspiegel CM-b wordt geleverd, vloeit volledig af via de identieke stroom I''_{c1} door de stroomspiegel CM-d.
De uitgangsstrom I_{uit} is gelijk aan nul.

Als er echter een spanningsverschil ontstaat tussen de twee ingangen zal $I_{c1} > \text{of} < I_{c2}$. De gelijkheid $I''_{c1} = I'_{c2}$ gaat dan niet meer op en afhankelijk van de onderlinge verhouding zal een deel van I'_{c2} afvloeien naar de uitgang via I_{uit} of zal een deel van I''_{c1} via de uitgang aangevoerd worden uit de belasting. De uitgangsstroom I_{uit} is dus afhankelijk van het spanningsverschil $\triangle U$ tussen beide ingangen en de richting waarin deze stroom vloeit afhankelijk van de polariteit van deze $\triangle U$.
De invloed van de besturings-stroom I_{ABC} is overduidelijk. Als deze stroom nul is worden alle stromen die in de schakeling vloeien gelijk aan nul en de OTA is als het ware in een soort tri-state toestand.
Stijgt de waarde van I_{ABC}, dan nemen alle stromen proportioneel in waarde toe en dus ook de uitgangsstroom I_{uit}.

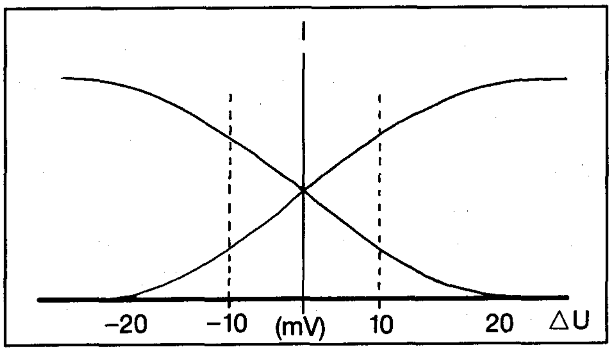
Voornaamste eigenschappen van OTA's
De lineaire werking van de schakeling berust op de verdeling van de stroom I_{ABC} (via de spiegel) tussen beide transistoren. De stroomverdeling tussen I_{c1} en I_{c2} in functie

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 10/6.1-4: Intern blokschema LM 13600, LM 13700, NE 5517.

van het spanningsverschil ΔU is getekend in figuur 10/6.1-5.



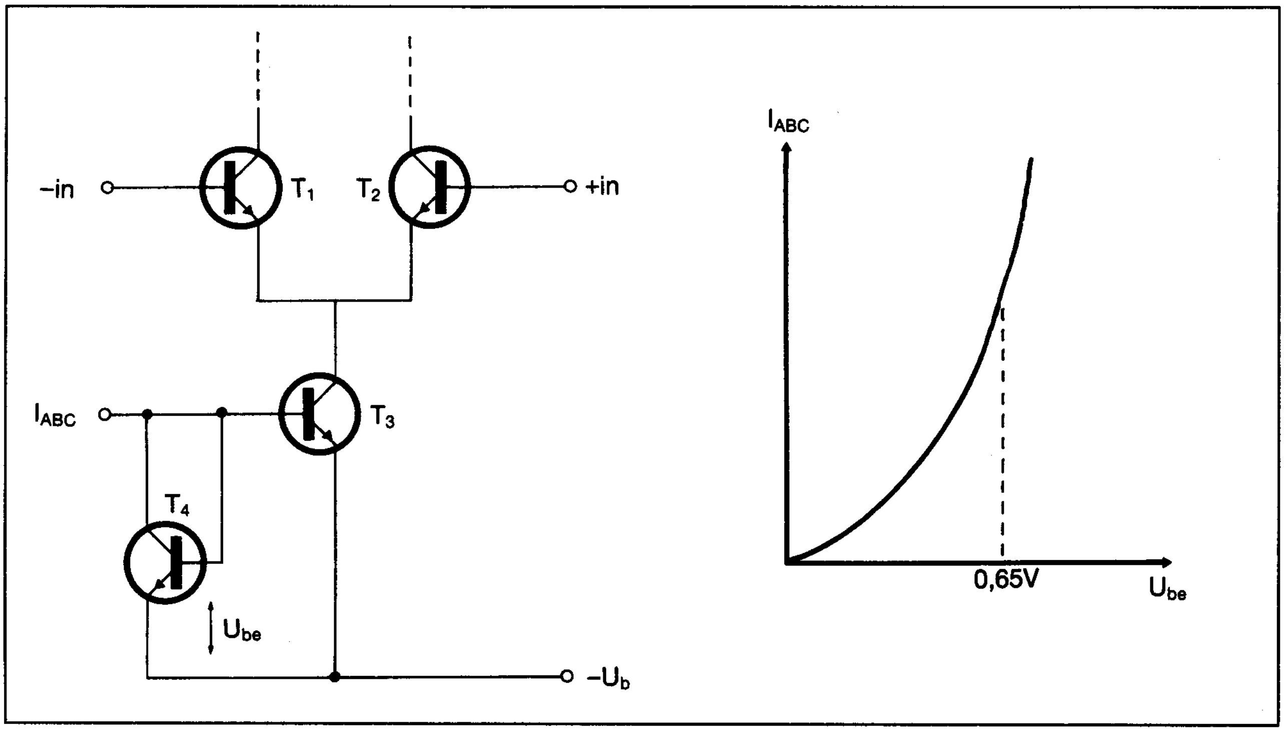
Figuur 10/6.1-5: Verband tussen stroomverdeling en ΔU.

Uit deze grafiek blijkt duidelijk dat de lineaire verdeling slechts opgaat voor $-10\text{ mV} > \Delta U < +10\text{ mV}$.

Waaruit een zeer belangrijke eigenschap van OTA's valt af te leiden. Voor lineaire en vervormingsvrije werking mag het spanningsverschil tussen beide ingangen niet groter zijn dan ongeveer 20 mV!
Als een van de ingangen aan de massa ligt (bijvoorbeeld bij het toepassen van een OTA in een spanningsgestuurde versterker) moet het ingangssignaal verzwakt worden aangeboden aan de tweede ingang en wel in zulke mate dat de top-tot-top waarde van het signaal niet groter is dan 20 mV.

De stroomspiegel die gestuurd wordt door de stroom I_{ABC} heeft de vereenvoudigde samenstelling van figuur 10/6.1-6. Tussen de negatieve voedingsspanning en de stuur-ingang is een als diode geschakelde transistor aangebracht. De spanning op de I_{ABC}-ingang zal dus steeds ongeveer 0,65 V positie-

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 10/6.1-6: Samenstelling van de stroomspiegel die de I_{ABC} omzet in een externe stroom.

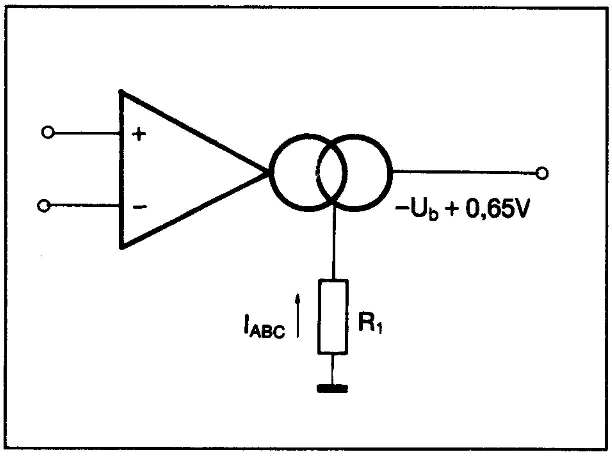
ver zijn dan de negatieve voedingsspanning. Het niet-lineaire verband tussen de U_{be} en de I_{ABC}, getekend in de grafiek in genoemde figuur, noodzaakt tot het gebruik van een stroombron als men de I_{ABC} door middel van een stuurspanning lineair over een groot gebied wil instellen.

De stroom-besturing

Er bestaan verschillende systemen voor het opwekken van de voor de goede werking van het IC noodzakelijke stuurstroom I_{ABC}. Deze worden in deze paragraaf in het kort besproken.

- vaste weerstand

Deze in figuur 10/6.1-7 getekende manier is ideaal als men I_{ABC} eenmalig op een bepaalde waarde wil instellen. Over de weerstand R_1 valt een spanning van $(-U_b + 0{,}65\,V)$ en met de wet van Ohm kan men de waarde waarde van de weerstand berekenen voor een bepaalde grootte van I_{ABC}.

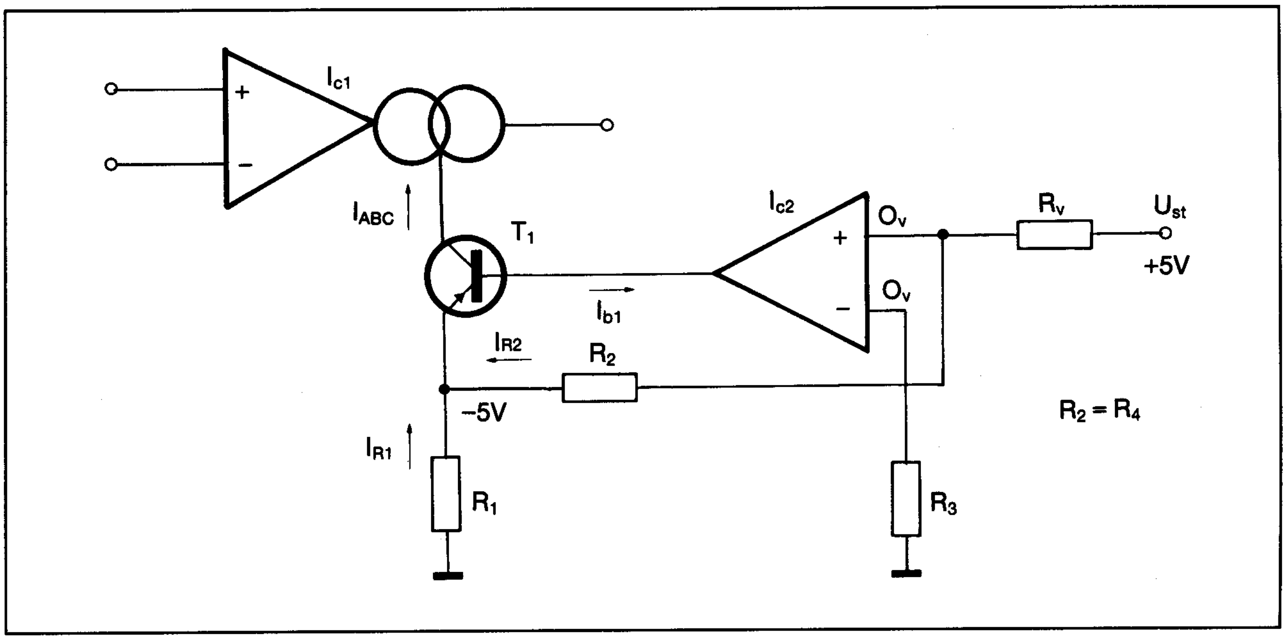


Figuur 10/6.1-7: Instelling I_{ABC} op vaste waarde.

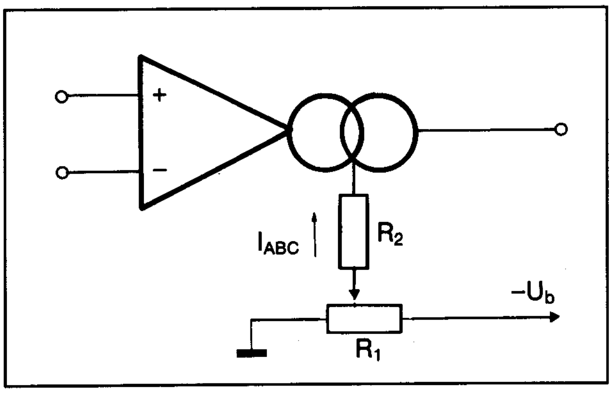
- potentiometer-besturing

Volgens het schema van figuur 10/6.1-8 kan men de spanning over R_2 regelbaar maken door deze weerstand aan te sluiten op de loper van een potentiometer. Door het verdraaien van de loper neemt de spanning over R_2 toe en dus ook de waarde van I_{ABC}.

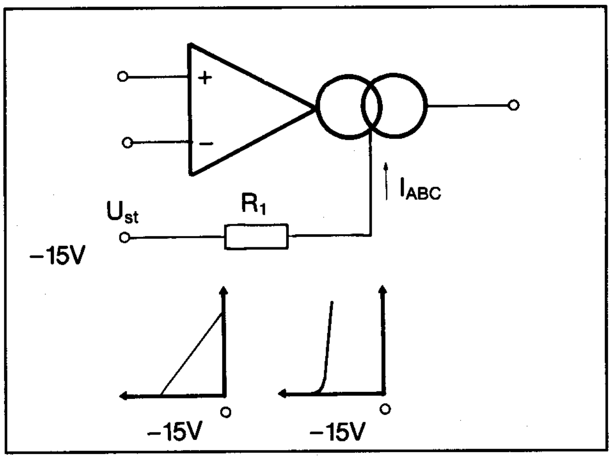
6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 10/6.1-10: Het opwekken van een met U_{st} proportionele I_{ABC} door middel van een stroombron.



Figuur 10/6.1-8: Regelbare I_{ABC} met potentiometer.



Figuur 10/6.1-9: Regelspanning U_{st} wekt I_{ABC} op.

– externe stuur-spanning
Volgens het schema van figuur 10/6.1-9, men moet er echter wel rekening mee houden dat het verband tussen de stuur-spanning en niet I_{ABC} niet lineair is! De spanning op de linker aansluiting van R_1 verloopt lineair van −15 V naar 0, de spanning op de rechter aansluiting verloop echter van −15 V naar −14,3 V!
De waarde van deze stroom wordt gegeven door:

$$I_{ABC} = \frac{U_b - 0{,}65\,V - U_{stuur}}{R_1}$$

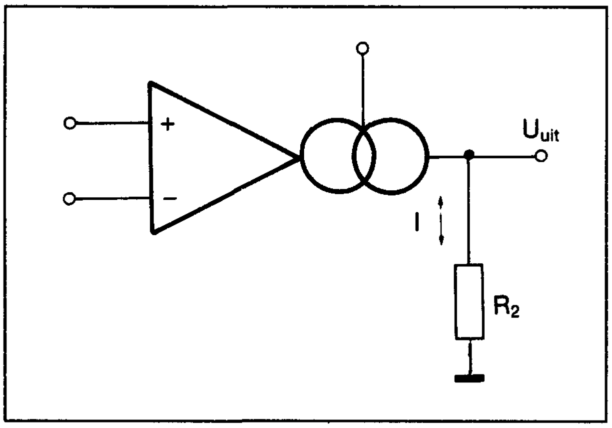
– besturing uit een stroom-bron
Het meest ideale systeem is getekend in figuur 10/6.1-10. De stuur-spanning wordt aangeboden aan een spanning-naar-stroom omzetter IC_2 en de uitgangsstroom van deze omzetter levert de I_{ABC} voor de OTA.
De waarde van de stroom wordt bepaald door:

$$I_{ABC} = \frac{U_{stuur}}{R_1}$$

en het lineaire verband tussen I_{ABC} en de

spanning kan over verschillende decaden gehandhaafd blijven.

De belasting van een OTA
De OTA is een stroombron met een zeer hoge uitgangsimpedantie en dit heeft tot gevolg dat men de uitgangsstroom moet omzetten in een uitgangsspanning.
De verschillende mogelijkheden:

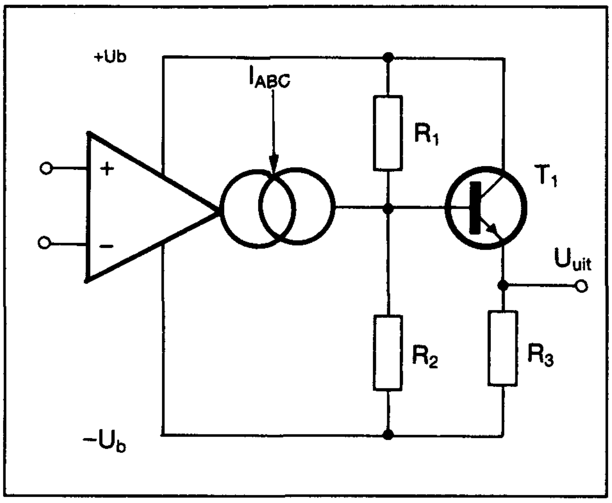


Figuur 10/6.1-11: Uitgangsstroom omzetten in uitgangsspanning met behulp van belastings-weerstand.

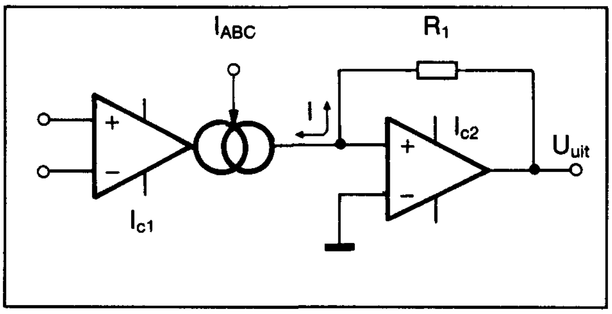
– vaste belastings-weerstand
Volgens het schema van figuur 10/6.1-11 kan men de uitgang van de OTA belasten met een weerstand. De uitgangsstroom van de OTA zal over dit onderdeel een spanning opwekken die volgens de wet van Ohm recht evenredig is met de stroom. Deze schakeling heeft als groot nadeel dat de waarde van de uitgangsspanning afhankelijk wordt van de impedantie van de volgende schakeling, omdat deze schakeling parallel-belasting vormt voor R_L.

– emittervolger-uitgang
Men kan een OTA afsluiten met een emittervolger volgens het schema van fig. 10/6.1-12. Deze oplossing is echter niet geschikt voor nauwkeurige toepassingen.

– stroom-naar-spanning omzetter
Figuur 10/6.1 -13 geeft een schakeling waarbij de uitgangsstroom van de OTA wordt om



Figuur 10/6.1-12: OTA afgesloten met emittervolger.

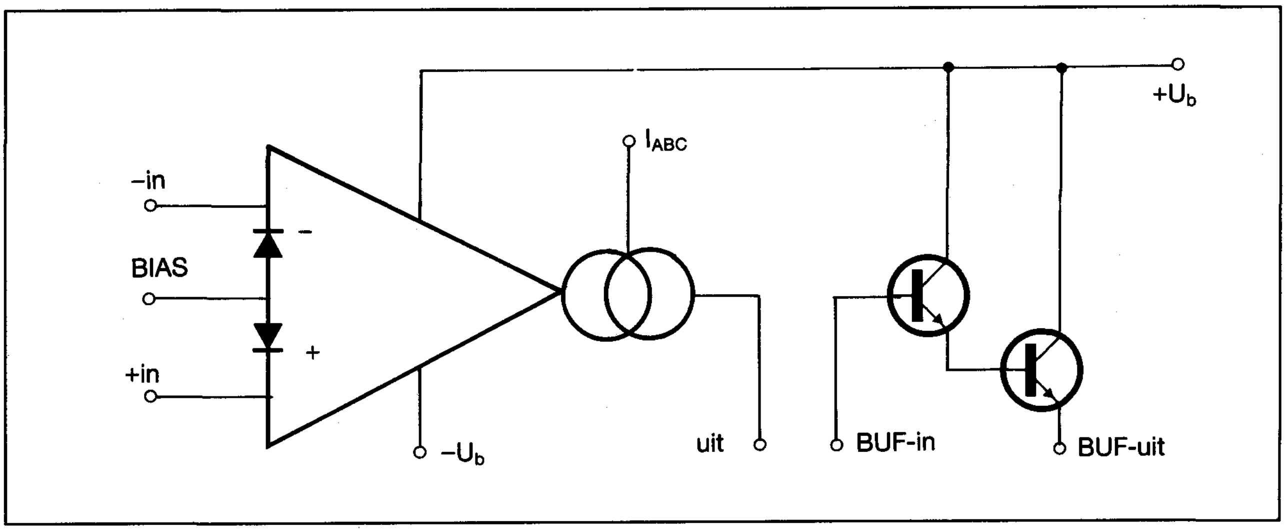


Figuur 10/6.1-13: Stroom-naar-spanning omzetter met een operationele versterker.

gezet in een spanning met behulp van een operationele versterker.
In feite vormt deze schakeling een inverterende versterker, waarvan de spanningsversterking wordt gegeven door de verhouding van de terugkoppel-weerstand R_1 en de inwendige weerstand van de OTA. Deze laatste varieert met ΔU en I_{ABC} en dus zal ook de uitgangsspanning van de schakeling deze variatie volgen.
Men moet er echter wel rekening mee houden dat de schakeling inverterend werkt!

OTA's van de nieuwste generatie
Klassieke OTA's hebben twee nadelen: het uitsturingsbereik aan de ingang is beperkt tot enige tientallen mV en de uitgang is zeer hoogimpedant.
Diverse fabrikanten hebben verbeterde versies op de markt gebracht waarbij deze nadelen zijn

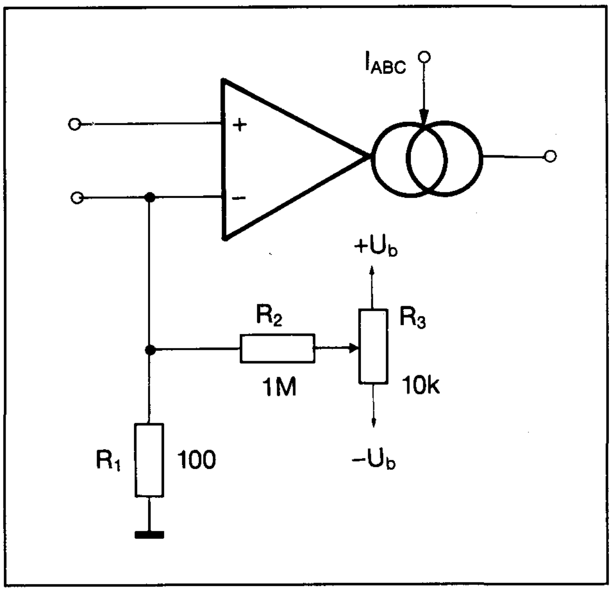
6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 10/6.1-14: De interne structuur van een OTA van de tweede generatie.

gezet in een spanning met behulp van een operationele versterker.
In feite vormt deze schakeling een inverterende versterker, waarvan de spanningsversterking wordt gegeven door de verhouding van de terugkoppel-weerstand R_1 en de inwendige weerstand van de OTA. Deze laatste varieert met $\triangle U$ en I_{ABC} en dus zal ook de uitgangsspanning van de schakeling deze variatie volgen.
Men moet er echter wel rekening mee houden dat de schakeling inverterend werkt!

OTA's van de nieuwste generatie
Klassieke OTA's hebben twee nadelen: het uitsturingsbereik aan de ingang is beperkt tot enige tientallen mV en de uitgang is zeer hoogimpedant.
Diverse fabrikanten hebben verbeterde versies op de markt gebracht waarbij deze nadelen zijn verholpen. Men noemt deze schakelingen 'gelineariseerde OTA's met uitgangsbuffers'. De blokschematische interne structuur van zo'n schakeling is getekend in figuur 10/6.1-14.
Het dynamisch bereik aan de ingang wordt vergroot door een speciale diode-schakeling tussen de twee ingangen op te nemen. Deze diodes moeten via een weerstand, geschakeld naar de $+U_b$, in geleiding worden gestuurd. Deze bias-stroom wordt aan de extra BIAS-ingang aangeboden. Door deze lineariserings-dioden wordt het uitsturingsbereik gemiddeld met een factor 10 vergroot.



Figuur 10/6.1-15 Offset-compensatie bij een OTA.

Het nadeel van de zeer hoge uitgangs-impedantie wordt ondervangen door in de schakeling een Darlington te integreren met naar buiten gevoerde in- en uitgangen. Men kan de stroombron van de OTA met een zo kort mogelijk verbinding aansluiten op een

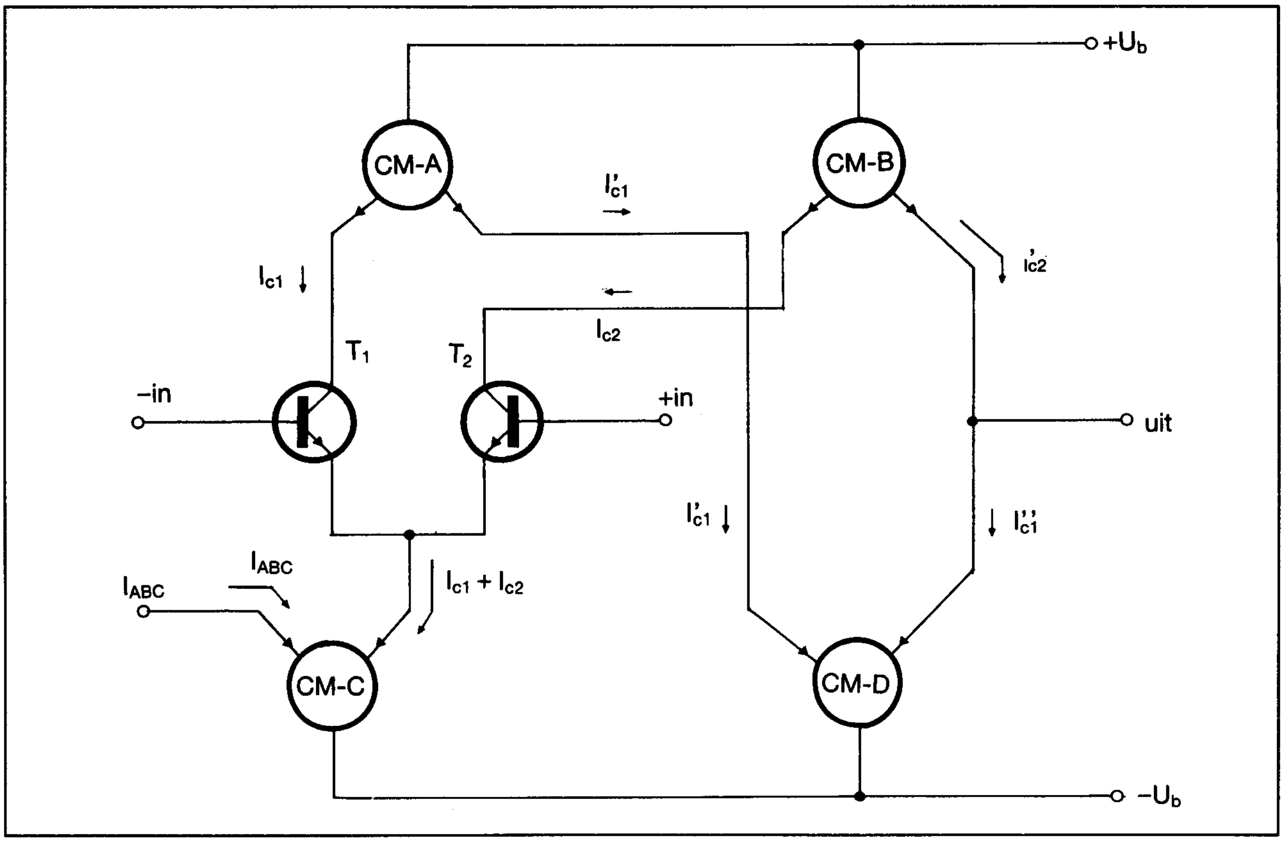
belastingsweerstand naar de massa en hetzelfde punt koppelen met de ingang van de Darlington.

Offset-compensatie van OTA's
De ingangstrap van een OTA is te vergelijken met de ingangstrap van een gewone operationele versterker. De schakeling heeft dus ook last van offset-verschijnselen en deze spanning moet extern worden gecompenseerd door gebruik te maken van een schakeling volgens figuur 10/6.1-15.

6.1 Achtergrond-informatie

10/6.2

Type-beschrijving



Figuur 10/6.1-4: Interne structuur van een OTA van de eerste generatie.

CA 3080

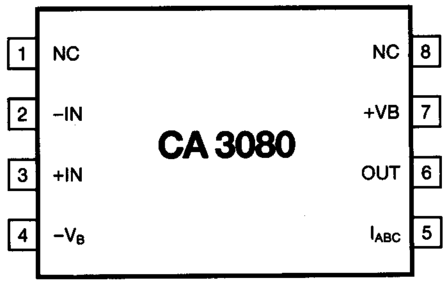
single, 50 V/μs slew rate

OTA van de eerste generatie, opgebouwd volgens het schema van figuur 10/6.1-4. De hoge slew-rate maakt deze schakeling uitermate geschikt voor toepassing als snelle buffer of als gestuurde versterker in sample-and-hold schakelingen.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 10/6.2-1
- voedingsspanning: $\pm$2 tot $\pm$18V
- maximal $\triangle$U: $\pm$5 V
- maximal I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit g_m: 3 decaden

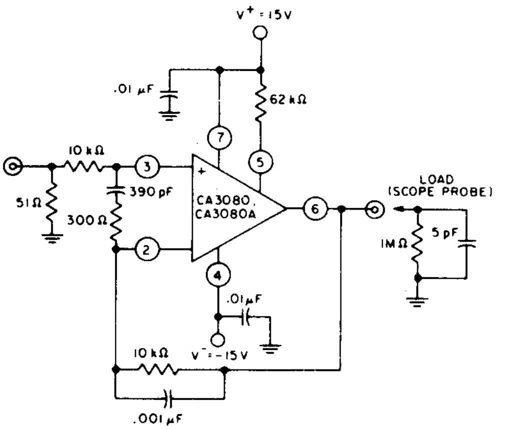
6.2 Type-beschrijving



Figuur 10/6.2-1: CA 3080, HA 23080

- maximale spreiding op g_m: 2/1
- maximale offset-spanning: 5 mV
- common mode rejection ratio: 110 dB
- slew-rate (gecompenseerde buffer): 50 V/μs
- open lus bandbreedte: 2 MHz
- g_m: $\approx$19,2 x 1_{ABC}

Geselecteerde exemplaren worden onder codering CA 3080 A aangeboden met maximale offset van 2 mV en maximale spreiding op g_m van 1,6/1.

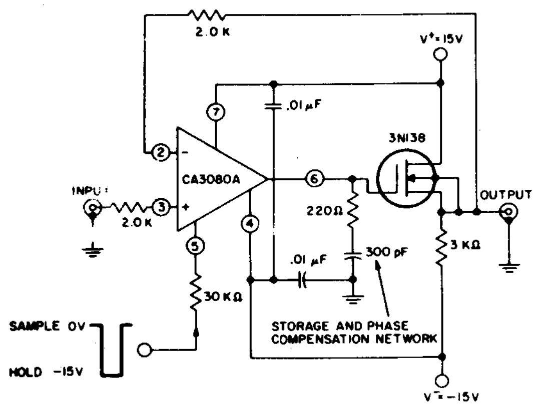


Figuur 10/6.2-2: Buffer-versterker, gecompenseerd voor maximale slew-rate.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 10/6.2-2:
Gecompenseerde spannings-volger met maximale slew-rate.

– figuur 10/6.2-3:
Sample-and-hold schakeling met een slew-rate in sampling-mode van 1,3 V/μs en een acquisitie-tijd van 3 μs, dit is de tijd die verstrijkt alvorens de spanning op de uitgang binnen $\pm$3 mV gelijk wordt aan de ingangsspanning van $\pm$4 V.



Figuur 10/6.2-3: Eenvoudige sample and hold schakeling.

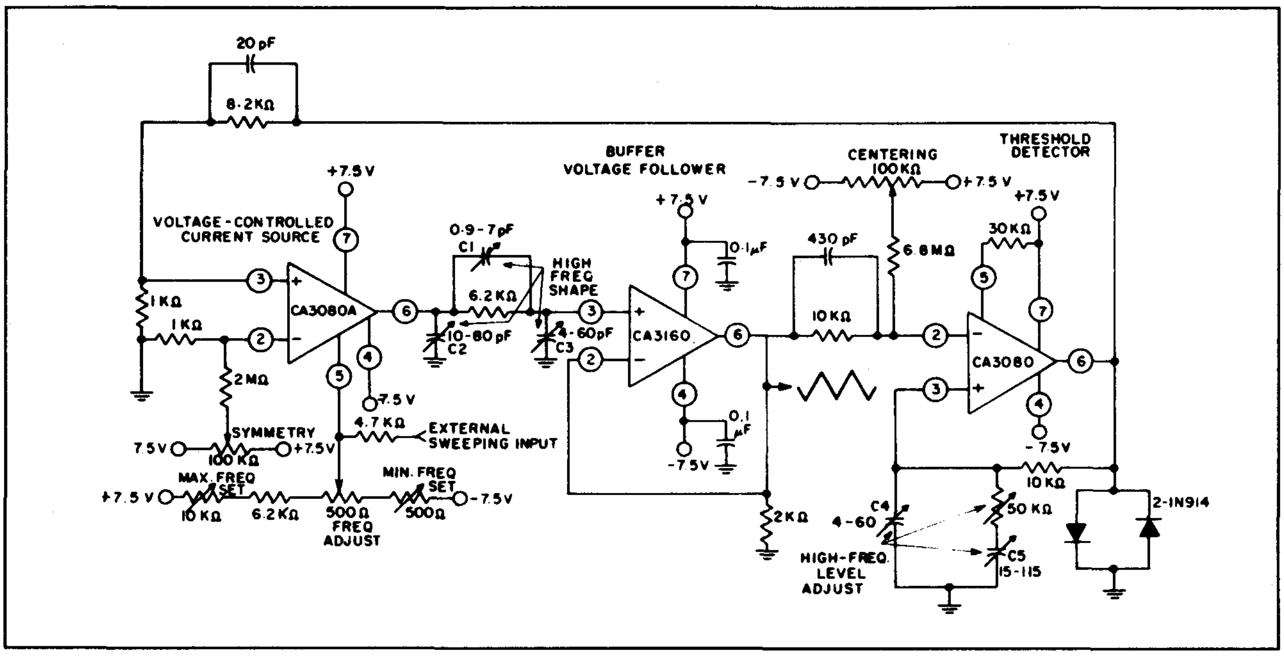
– figuur 10/6.2-4:
Sweep functie-generator met een sweep-bereik van 1 Hz tot 1 MHz. De uitgangsstroom van de eerste OTA wordt gebruikt voor het lineair op- en ontladen van de condensatoren C_2 en C_3, De CA 3160 op-amp is geschakeld als buffer, de tweede OTA als comparator.

CA 3060

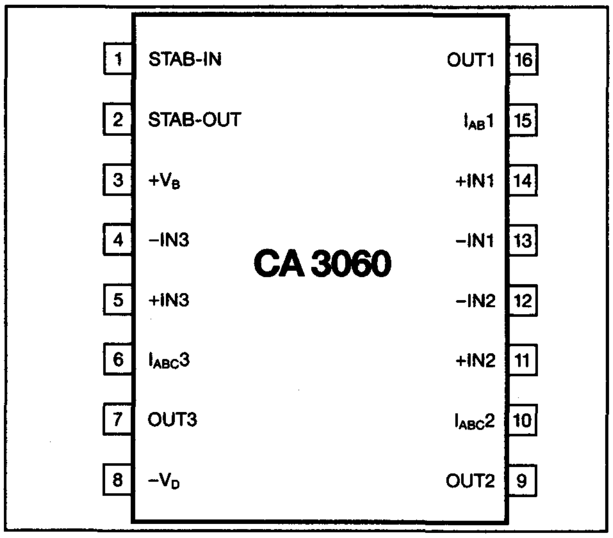
triple, 8 V/μs slew-rate

Drie identieke OTA's van de eerste generatie met als extra een in het IC geïntegreerde zener-diode stabilisator, die een gestabiliseerde spanning levert van ongeveer 6,7 V positiever dan de negatieve voeding en die gebruikt kan worden voor het opwekken van de I_{ABC}. De zeer lage slew-rate beperkt de toepassingen van dit type tot DC- en LF-signaalverwerking.

6.2 Type-beschrijving



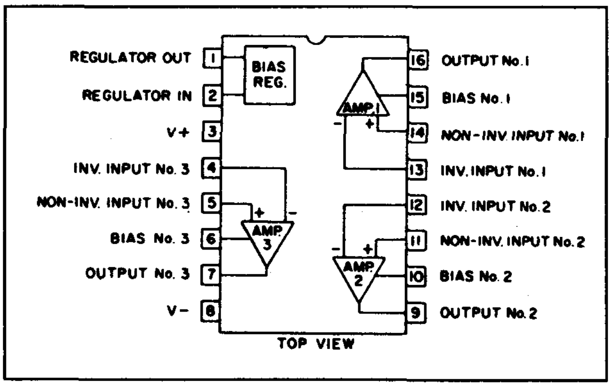
Figuur 10/6.2-4: Functie-generator met driehoek en vierkant uitgangen en met groot sweep-bereik.



Figuur 10/6.2-5: CA3060.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 10/6.2-5
- maximale voedingsspanning: ±18 V
- maximale ΔU: ±5 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit g_m: 2,5 decaden
- maximale spreiding op g_m: 4/1
- maximale offset-spanning: 5 mV
- common mode rejection ratio: 90 dB
- slew-rate (gecompenseerde buffer): 8 V/µs
- open lus bandbreedte: 110 kHz
- g_m: ≈1000 x I_{ABC}
- zener-spanning: 6,2 – 7,9 V boven $-U_b$
- Impedantie stabilisator: 300 Ω
- intern blok-schema: figuur 10/6.2-6



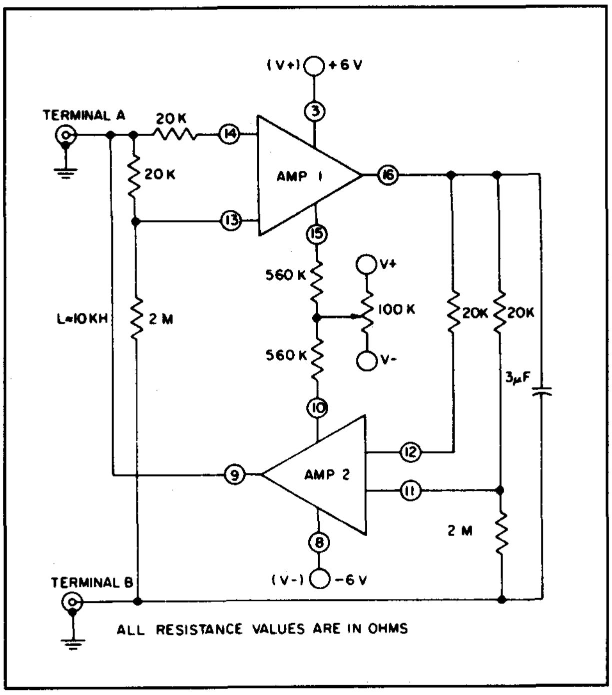
Figuur 10/6.2-6: Intern blokschema CA 3060.

Voorbeeld-schakelingen:

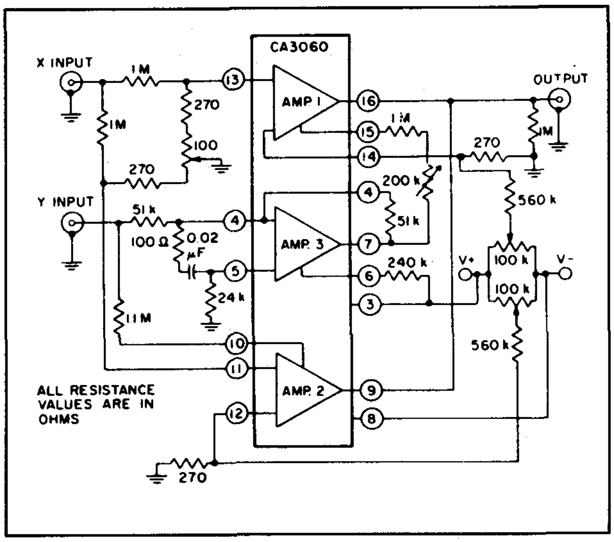
- figuur 10/6.2-7:

Gyrator-schakeling, waarmee men een inductantie kan simuleren. Tussen de pennen

6.2 Type-beschrijving



Figuur 10/6.2-7: Gyrator met twee OTA's.



Figuur 10/6.2-8: Analoge vermenigvuldiger.

A en B staat een 'spoel', waarvan de waarde afhankelijk is van de grootte van de rechter condensator. Het verband tussen L en C wordt gegeven $C \approx 3 \cdot 10^9$ L. Met de trimmer van 100 kΩ kan men de waarde van de spoel enigszins variëren.

– figuur 10/6.2-8:
De drie OTA's uit een CA 3060 kunnen volgens het schema van figuur 10/6.2-8 worden samengevoegd tot een vier-kwadrant analoge vermenigvuldiger. De uitgangsspanning is gelijk aan:
$U_{uit} = \varepsilon \cdot U_x \cdot U_y$.
De twee potentiometers van 100 kΩ worden gebruikt voor het compenseren van de offset-spanningen van OTA-1 en OTA-2. De overige trimmers dienen voor het lineariseren van de schakeling.

HA 23080

CA 3080 compatible

Pin- en functie-compatible met de CA 3080.

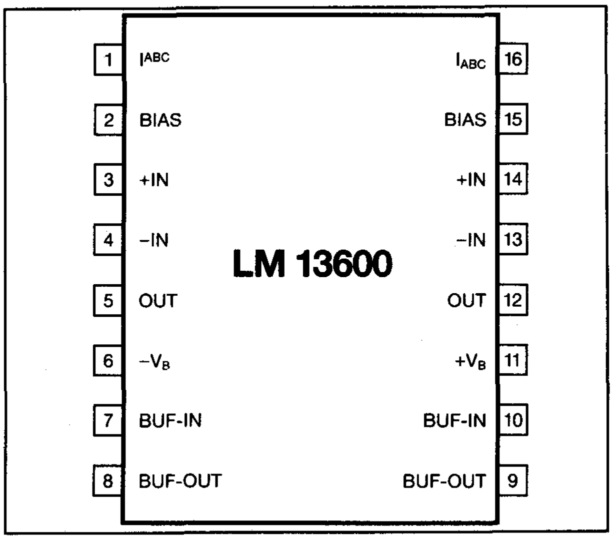
Technische gegevens

- fabrikant: Harris
- voor de overiges gegevens wordt verwezen naar de CA 3080.

LM 13600

dual met lineariserings-dioden en buffer-uitgang

Twee identieke OTA's van de tweede generatie met verhoogd dynamisch bereik en een lineaire werking over 6 decaden.

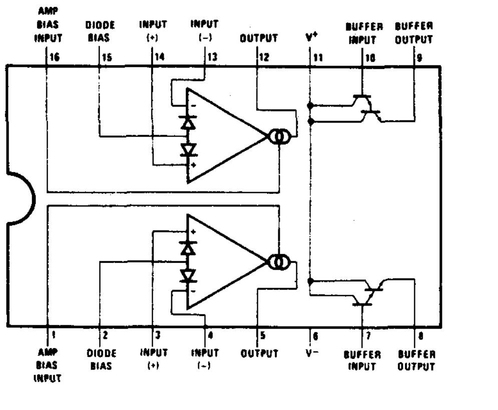


Figuur 10/6.2-9: LM 13600, LM 13700, NE 5517.

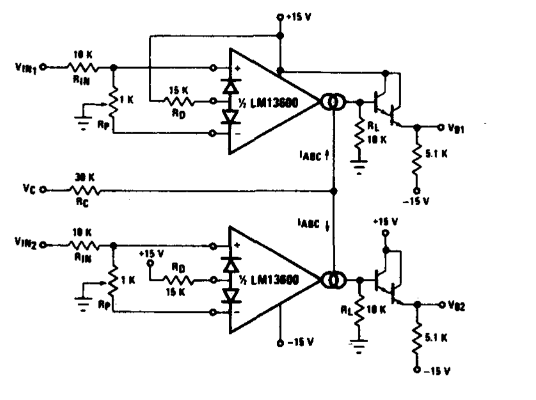
6.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 10/6.2-9
- voedingsspanning: ±2 tot ±18 V
- maximale ΔU: ±5 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit g_m: 6 decaden
- maximale spreiding op g_m: 1,5/1
- maximale offset-spanning: 2 mV
- common mode rejection ratio: 110 dB



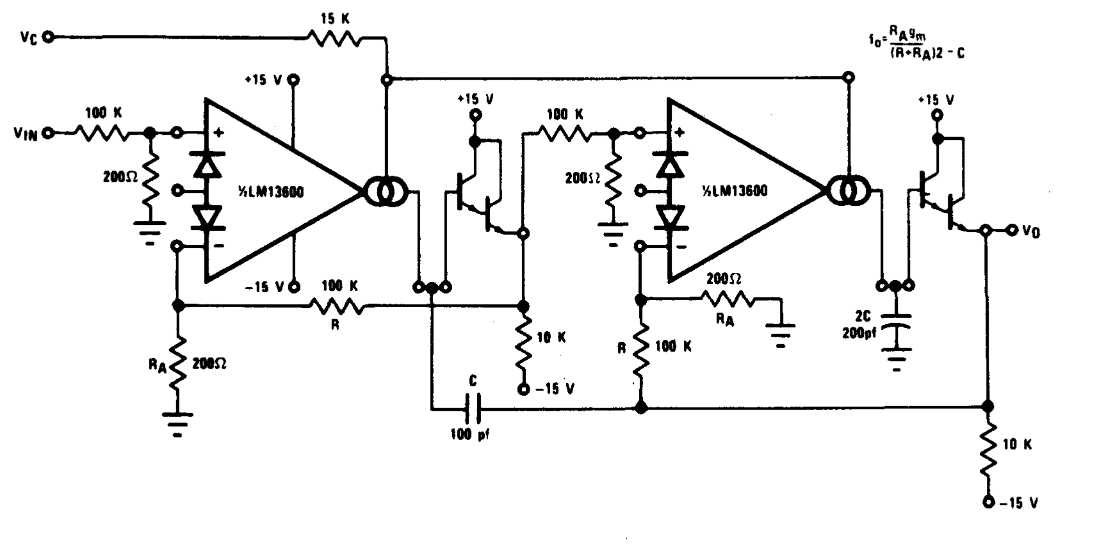
Figuur 10/6.2-10: Intern blokschema LM 13600, LM 13600, NE 5517.



Figuur 10/6.2-11: Stereo volume-regeling.

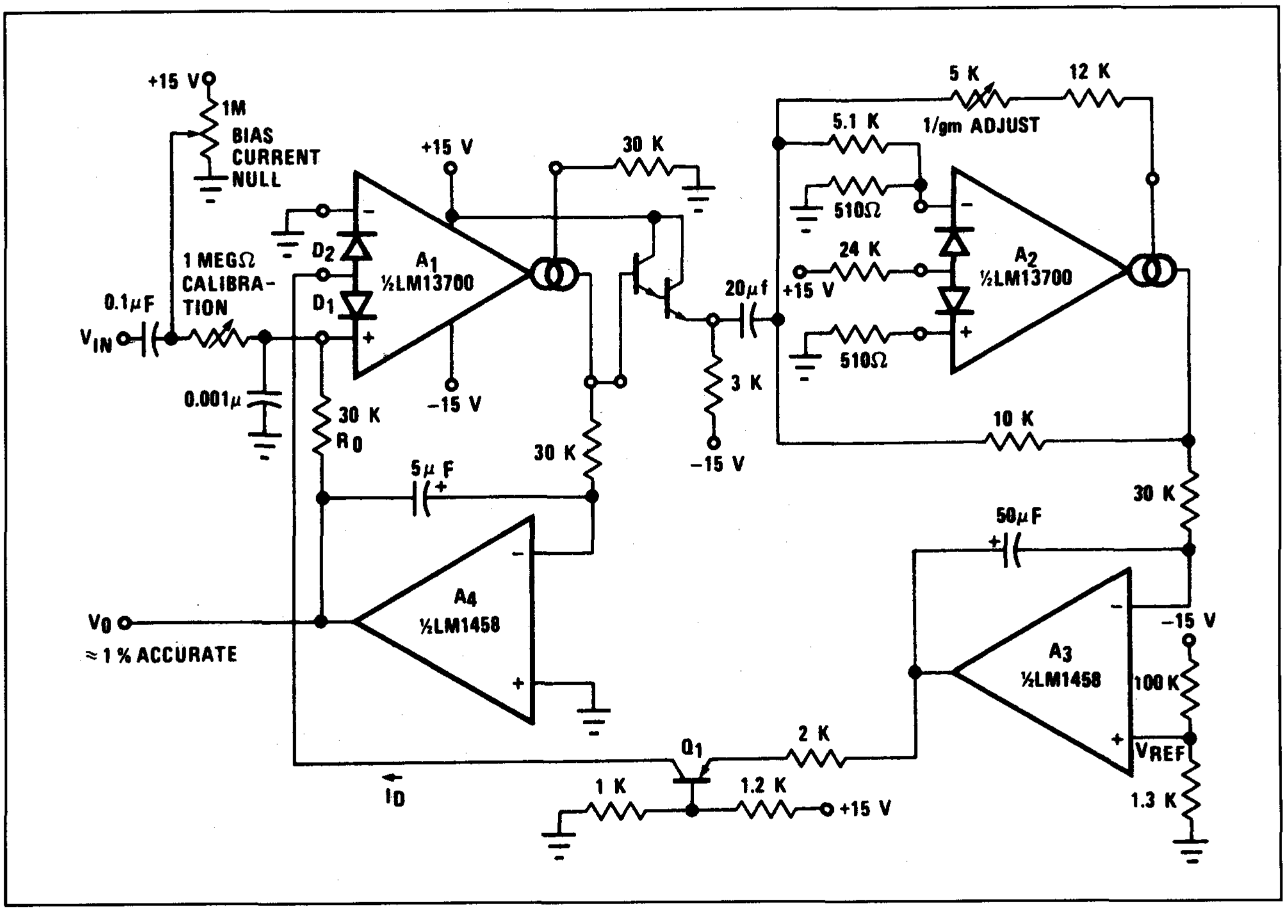
- slew-rate (gecompenseerde buffer): 50 V/μs
- open lus bandbreedte: 2 MHz
- g_m: ≈19,2 x I_{ABC}
- lineariteit g_m: 0,3 dB
- maximale ingangsstroom buffer: 0,4 μA
- intern blok-schema: figuur 10/6.2-10

Van dit type bestaat een LM 13600 A uitvoering, met als enige afwijking een voedingsbereik tot ±22 V.



Figuur 10/6.2-12: Afstembaar laagdoorlaat-filter.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 10/6.2-13: Echte effectieve-waarde gelijkrichter.

Voorbeeld-schakelingen:

– figuur 10/6.2-11:
Stereo volume-regeling met een binnen 0,3 dB blijvende onderlinge afwijking in de versterkers-instelling (veel beter dan een stereo-potentiometer!). De versterking wordt gegeven door:

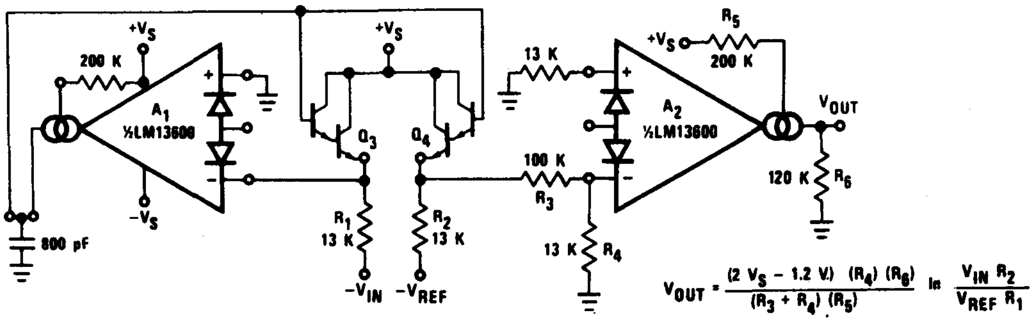
$$\frac{U_{uit}}{U_{in}} = 940 \times I_{ABC}.$$

– figuur 10/6.2-12:
Spanningsgestuurd tweepolig laagdoorlaatfilter met Butterworth-karakteristiek, f_0 over twee decaden instelbaar met de spanning U_c.

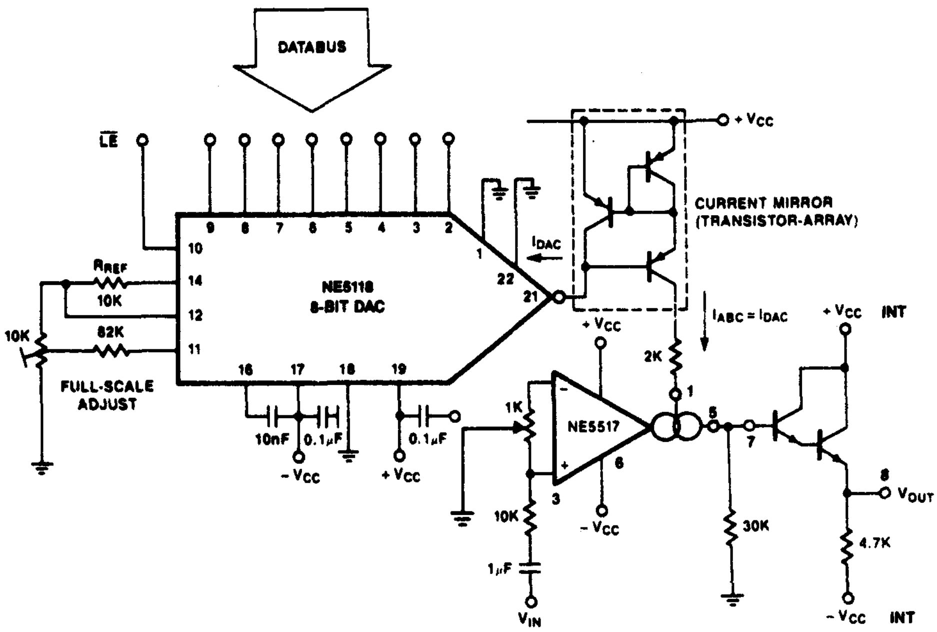
– figuur 10/6.2-13:
True RMS-gelijkrichter met een nauwkeurigheid van ongeveer 1%. De schakeling is een automatische VCA die haar eigen versterking zo instelt die het wisselspanningsvermogen aan de uitgang van A_1 constant blijft. De tweede versterker kwadrateert de uitgang van A_1 en de gemiddelde waarde wordt vergeleken met een referentie in A_3. De uitgang van deze versterker stuurt de als spanningsgestuurde versterker geschakelde A_1, zodat de signaal-verzwakking recht evenredig is met de RMS-waarde van het ingangssignaal. De calibratie-potentiometer kan worden afgereld op U_0 = effectieve waarde van U_{in}.

– figuur 10/6.2-14:
Logaritmische versterker gebruikt de stroom-verhouding tussen beide in het IC geïntegreerde buffers als omvormer. De schakeling heeft een uitstekende temperatuurs-coëfficiënt omdat de temperatuursinvloed op de buffers wordt gecompenseerd door de temperatuursinvloed op de OTA's.

6.2 Type-beschrijving



Figuur 10/6.2-14: Logaritmische versterker.



Figuur 10/6.2-15: Spanningsversterker met door middel van acht-bits code in te stellen versterking.

LM 13700

vergelijkbaar met LM 13600

De LM 13700 is volledig identiek aan de LM 13600, op de ingangsstroom van de buffers na, die maximaal 2 μA bedraagt.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductors
- voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 13600.

NE 5517

vergelijkbaar met LM 13600

Dit IC is pin- en functie-compatible met de LM 13600, op de ingangsstroom van de buffers na die maximaal 5 μA bedraagt.

6.2 Type-beschrijving

Technische gegevens
- fabrikant: Signetics
- voor de overige technische gegevens wordt verwezen naar de LM 13600.

Voorbeeld-schakeling
Figuur 10/6.2-15 geeft een spanningsversterker, waarvan de versterkingsfactor door een acht bits digitale code instelbaar is. De databus stuurt een digitaal naar analoog omzetter, de uitgangsstroom wordt door middel van een stroom-spiegel omgezet in een identieke besturingsstroom I_{ABC} voor de OTA. De OTA zelf is als eenvoudige spanningsgestuurde versterker geschakeld.

CA 3280

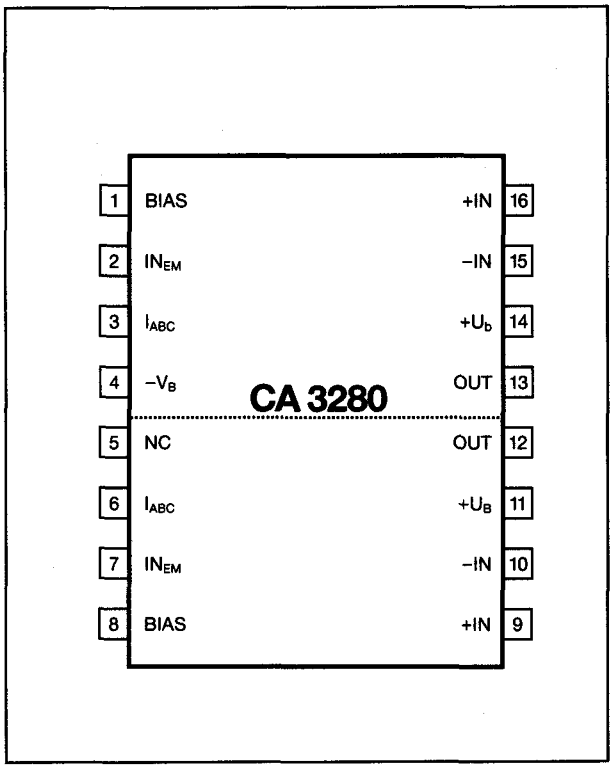
dual met lineariserings-dioden

Twee identieke OTA's van de tweede generatie, echter zonder buffers maar met zeer grote slew-rate van 125 V/μs en een extra ingang IN_{em}, waarmee men een polarisatiespanning op de emitter van de ingangs-verschilversterker kan aanbrengen.

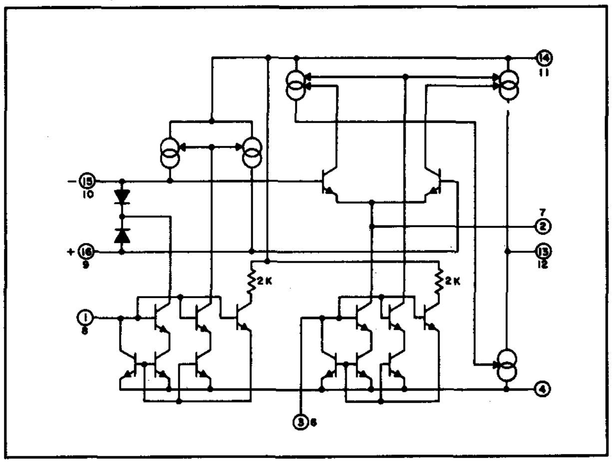
Technische gegevens
- fabrikant: RCA
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 10/6.2-16
- voedingsspanningen: ±18 V max
- maximale ΔU: ±5 V
- maximale I_{ABC}: 10 mA
- lineariteit g_m: niet gespecificeerd
- maximale spreiding op g_m: 1/1,5
- maximale offset-spanning: 4 mV
- common mode rejection ratio: 100 dB
- slew-rate (gecompenseerde buffer): 125 V/μs
- open lus bandbreedte: 9 MHz
- g_m: ≈16 x I_{ABC}
- intern blokschema: figuur 10/6.2-17

Van dit type bestaat een CA 3280 A uitvoering, met als enige afwijkingen een offsetspanning van 0,5 mV en een offset-drift van maximaal 5 μV/°C.

Voorbeeld schakelingen
- figuur 10/6.2-18:



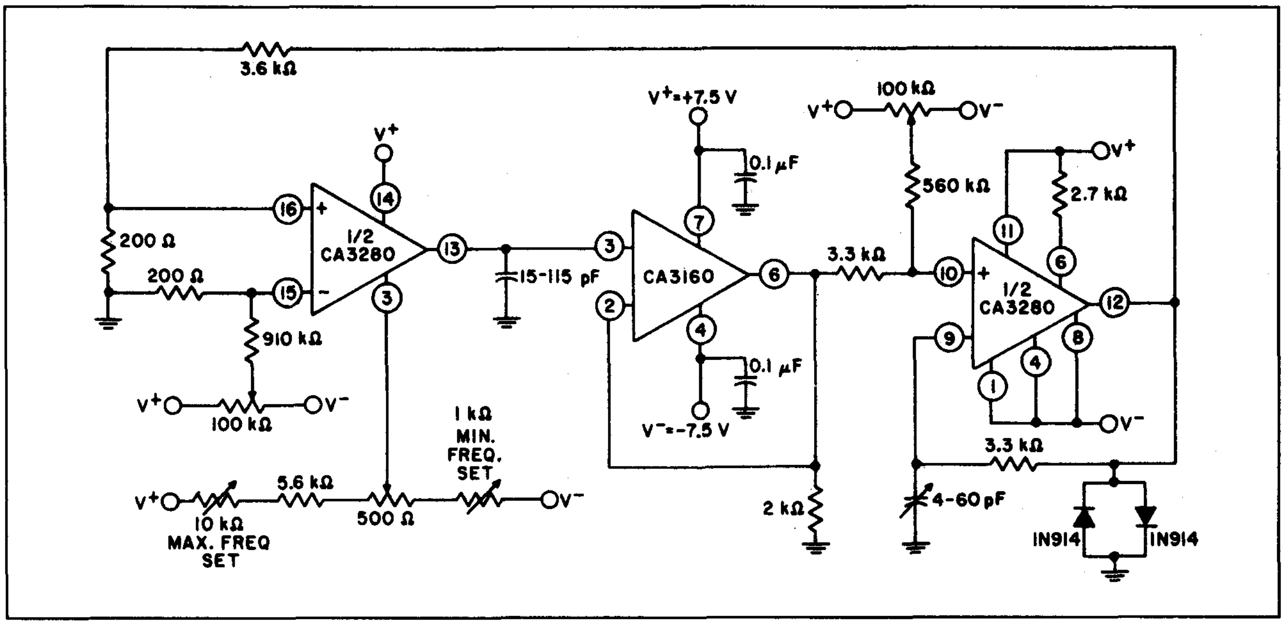
Figuur 10/6.2-16: CA 3280.



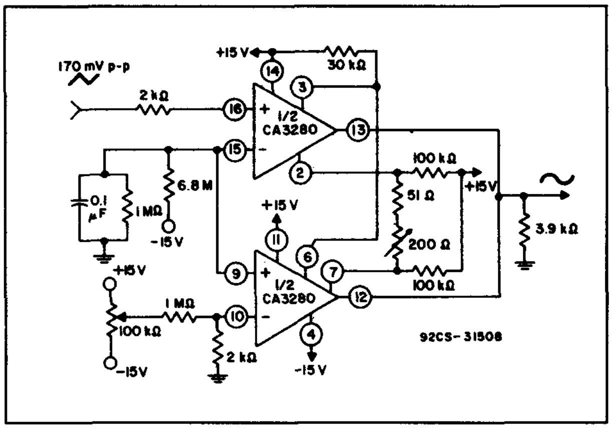
Figuur 10/6.2-17: Intern schema.

Functie-generator met een sweep-bereik van 2 Hz tot 1 MHz. De eerste helft van de dual OTA is geschakeld als stroombron die de condensator van 15 á 115 PF op- en ontlaadt. Deze condensator wordt afgesloten met een op-amp met grote slew-rate. De tweede helft van de CA 3280 is geschakeld als comparator.

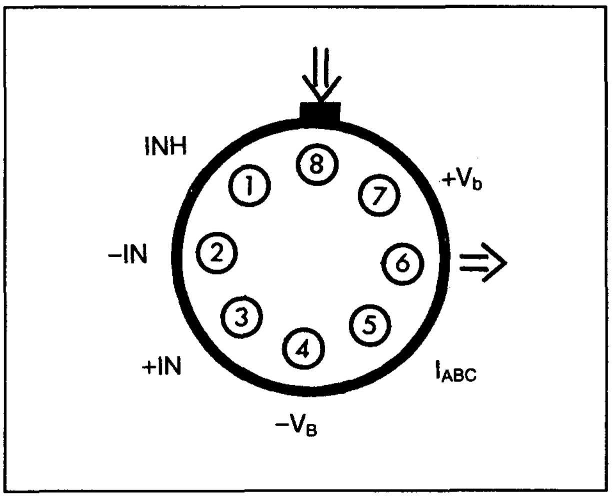
6.2 Type-beschrijving



Figuur 10/6.2-18: Functiegenerator met □– en △-uitgang.



Figuur 10/6.2-19: △ → ~ omzetter.



Figuur 10/6.2-20: CA 3094.

– figuur 10/6.2.-19:
Driehoek naar sinus omzetter met, na afregeling, een maximale vervorming van 0,37%. De IN_{em}-ingangen zijn via 100 kΩ weerstanden met de +15 V voeding verbonden, waardoor het stroomverbruik van de differentiële ingangstrap daalt.

CA 3094

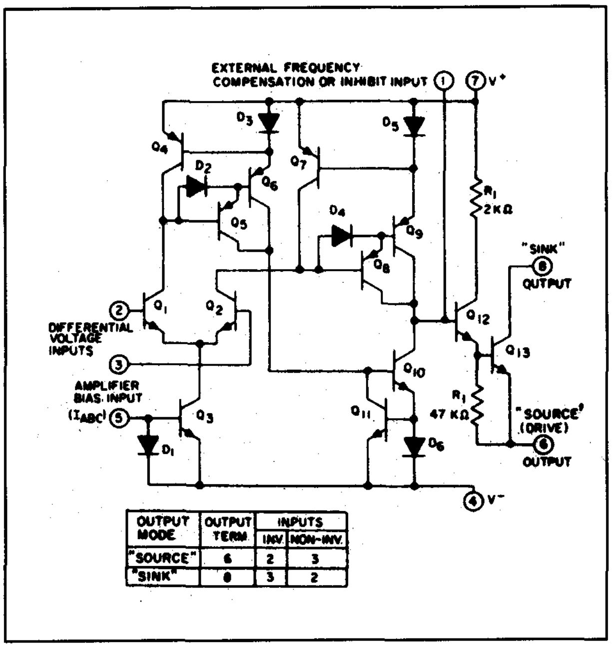
vermogens-OTA

OTA met een uitgangstrap die 100 mA stroom kan leveren of opnemen en die voorzien is van een inhibit-ingang.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: DIL-8, TO-5
- aansluitgegevens: figuur 10/6.2-20
- voedingsspanningen: ±12 V
- maximale △U: ±5 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- maximale spreiding op g_m: 1/1,66
- maximale offset-spanning: 7 mV
- common mode rejection ratio: 110 dB
- slew-rate (gecompenseerde buffer):

6.2 Type-beschrijving

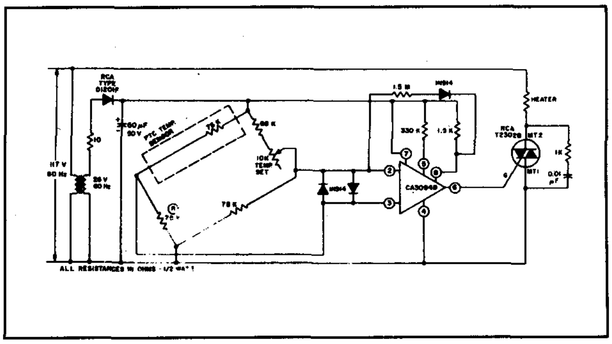


Figuur 10/6.2-21: Intern schema.

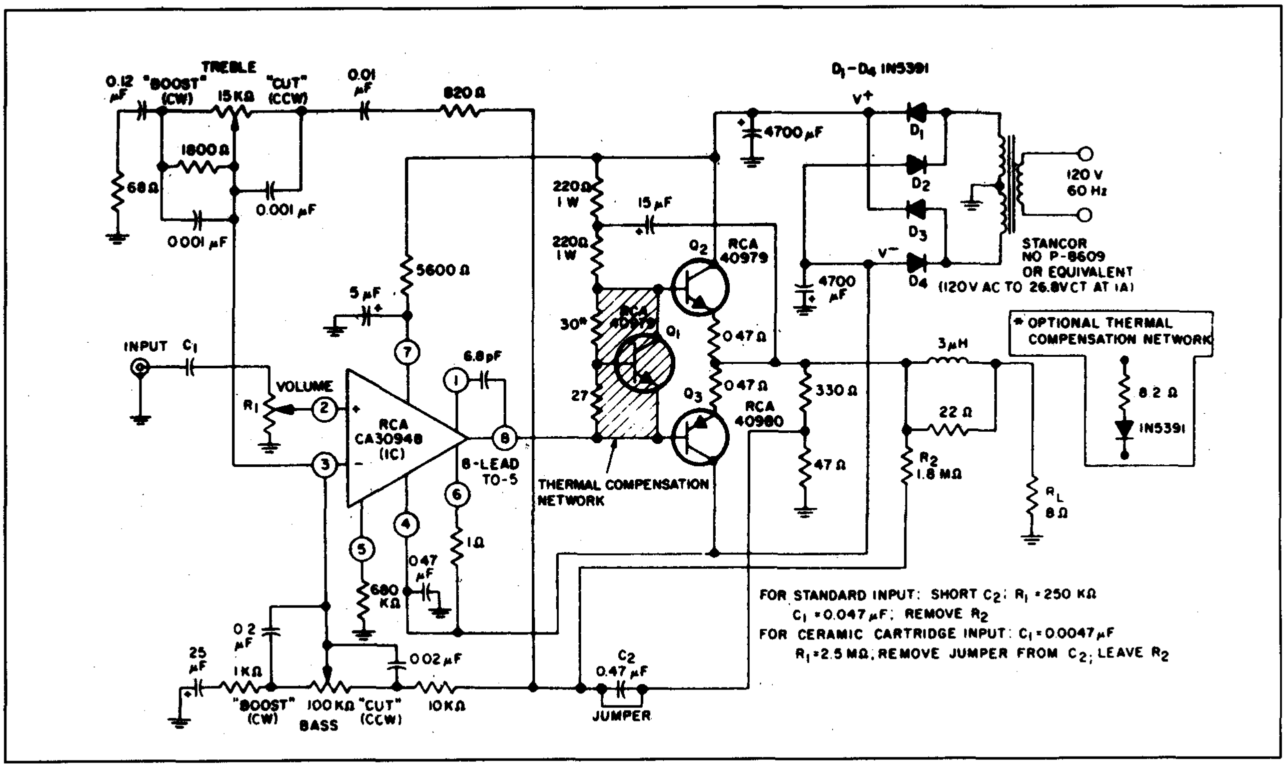
0,7 V/μs
- open lus bandbreedte: 4 kHz
- g_m: 1000 x I_{ABC}

- max. uitgangsvermogen: 0,6 W
- max. uitgangsstroom:
  100 mA gemiddeld
  300 mA piek
- max. spanning over eindtrap: 30 V
- intern schema: figuur 10/6.2-21.

Van dit type bestaat een CA 3094 A uitvoering met een maximale voedingsspanning van ±36 V en een CA 3094 B uitvoering met een maximale voedingsspanning van ±22 V. De overige gegevens zijn identiek.



Figuur 10/6.2-22: Verwarmings-regeling.



Figuur 10/6.2-23: LF-eindversterker

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 10/6.2-22:
Verwarmingsregeling met een PTC-weerstand als sensor en een triac die rechtstreeks uit de uitgang van de OTA gestuurd wordt.

– figuur 10/6.2-23:
LF-eindversterker met een vermogen van 12 W_{eff}, een vervorming van 0,57% en een spanningsversterking van 40 dB voor een luidspreker van 8Ω.

6.2 Type-beschrijving

10/10

Operationel versterkers voor hoge uitgangsstromen

Inhoud

OPA549	8 A	+/-30 V	90 W	0,9 MHz	enkel
OPA551	0,2 A	+/-30 V		3 MHz	enkel
OPA552	0,2 A	+/-30 V		12 MHz	enkel
LM675	3 A	+/-30 V	30 W	5,5 MHz	enkel
OPA2541	5 A	+/-40 V	125 W	1,6 MHz	dubbel
OPA2544	2 A	+/-35 V	25 W	1,4 MHz	enkel
3583	75 mA	+/-150 V		5 MHz	enkel
LM6181	100 mA	+/-15 V		100 MHz	enkel

10/10.2

Type-beschrijving

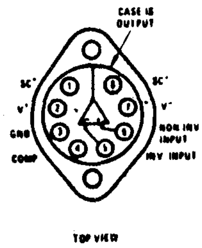
LH 0021

1,0 A, +/−18 V, 20 W, enkel

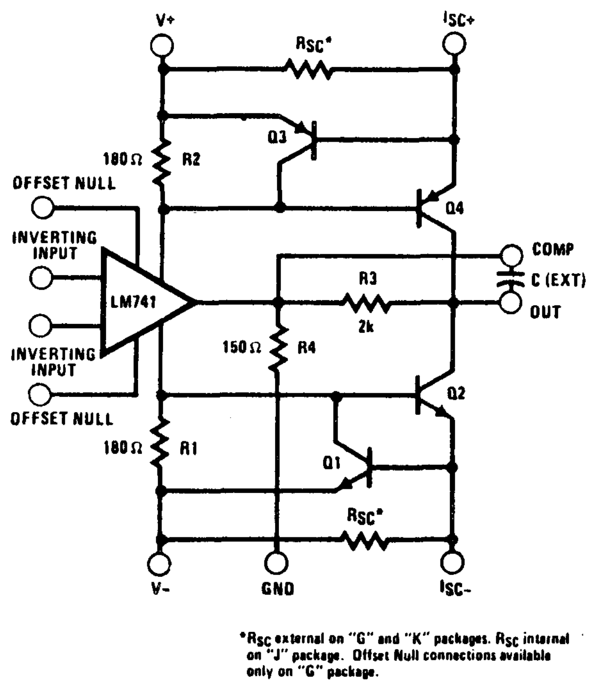
Hybride-schakeling met een 741 operationele versterker als voorversterker en een complementaire eindtrap. De schakeling is onbeperkt kortsluitvast.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-8
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-1
- intern blokschema: figuur 10/10.2-2
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- ruststroom: 3,5 mA max.
- spanningsversterking: 100.000 min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 3,0 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
  - biasstroom: 300 nA max.
  - ingangsweerstand: 1,0 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 3 V → +Ub - 3 V



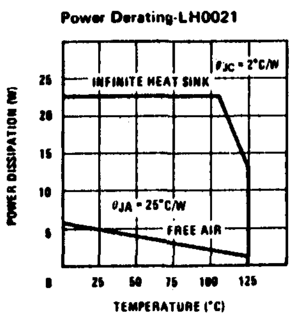
Figuur 10/10.2-1: Behuizing en aansluitgegevens van de LH 0021.



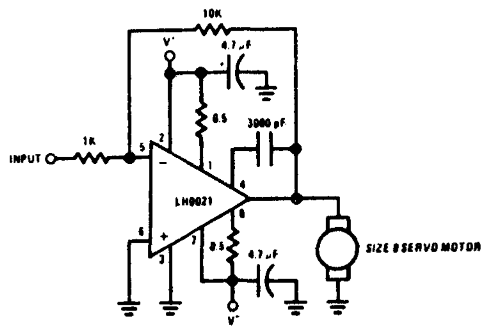
Figuur 10/10.2-2: Intern blokschema van de LH 0021.

- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 4 V → +Ub - 4 V max.
  - nominale stroom: +/-1 A
  - piekstroom: +/-2 A
  - kortsluitstroom: +/-1,2 A typisch
  - dissipatie: figuur 10/10.2-3
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 3,0 V/μs typisch
  - vermogensbandbreedte: 20 kHz
  - harmonische vervorming: 0,2 % bij 1 kHz en 0,5 W
  - ruisspanning: 5 μV rms typisch

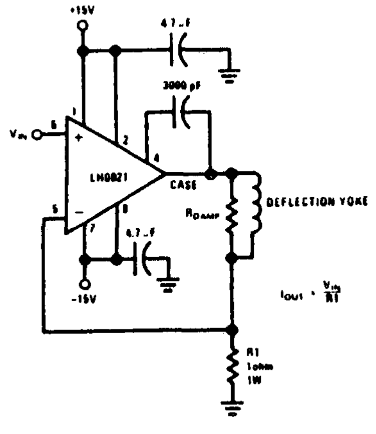
10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-3: Maximaal vermogen in functie van de temperatuur.



Figuur 10/10.2-4: Motor-driver met de LH 0021.



Figuur 10/10.2-5: Afbuigschakeling voor monitor of TV.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-4:

Uitgangstrap voor het besturen van een servo-motor.

- figuur 10/10.2-5:

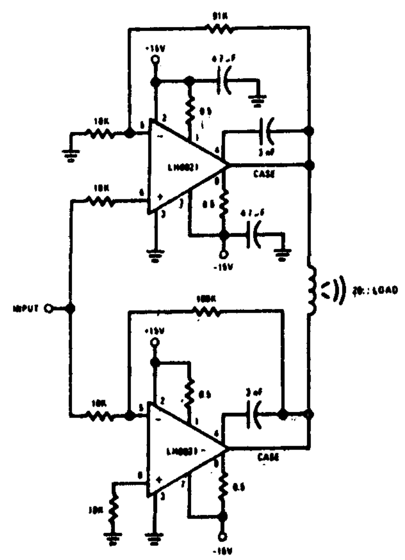
Uitgangstrap voor het sturen van een afbuigspoel van een monitor of een TV.

- figuur 10/10.2-6:

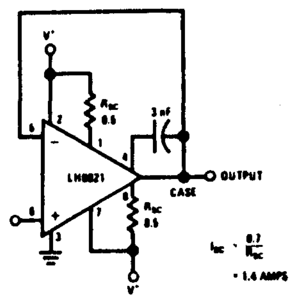
Audio-versterker in brugschakeling met een effectief uitgangsvermogen van 10 W in een luidspreker van 20 Ω.

- figuur 10/10.2-7:

Het beperken van de maximale uitgangsstroom door het opnemen van twee stroombegrenzende weerstanden.



Figuur 10/10.2-6: Brugversterker met 2 × LH 0021.



Figuur 10/10.2-7: Stroombegrenzing door middel van externe weerstanden.

10.2 Type-beschrijving

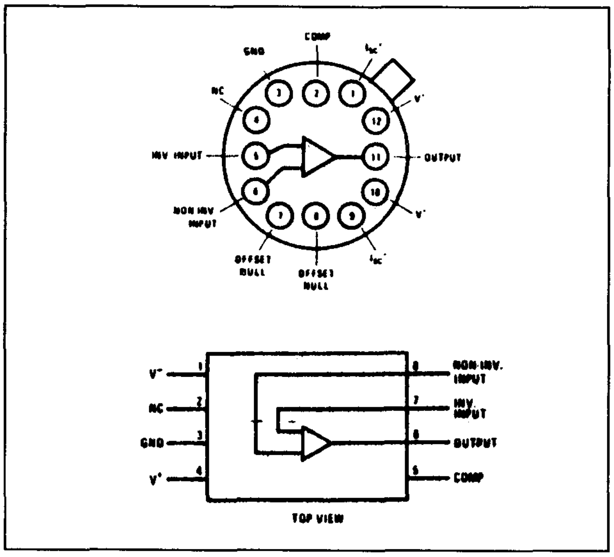
LH 0041

0,2 A, +/-18 V, 2 W, enkel

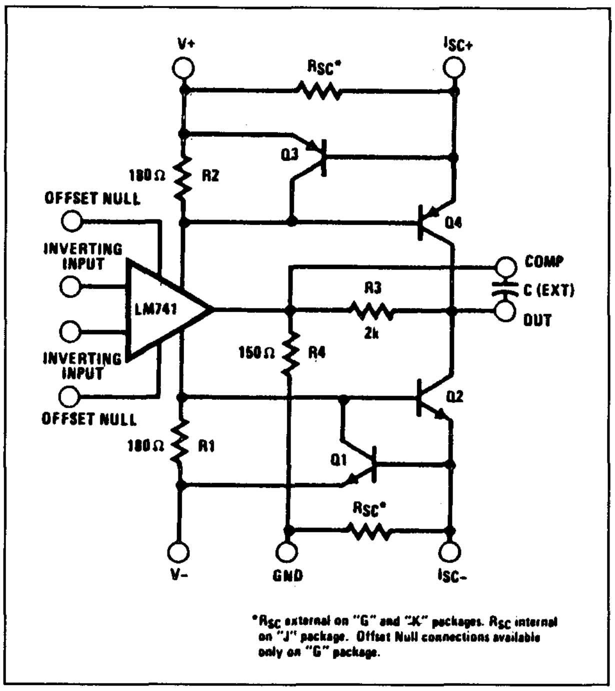
Hybride-schakeling met een 741 operationele versterker als voorversterker en een complementaire eindtrap. De schakeling is onbeperkt kortsluitvast.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-8, DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-8
- intern blokschema: figuur 10/10.2-9
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- ruststroom: 3,5 mA max.
- spanningsversterking: 100.000 min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 3,0 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
  - biasstroom: 300 nA max.
  - ingangsweerstand: 1,0 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 3 V → +Ub - 3 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 2 V → +Ub - 2 V max.
  - nominale stroom: +/-0,2 A
  - piekstroom: +/-0,5 A
  - kortsluitstroom: +/-0,3 A typisch
  - dissipatie: figuur 10/10.2-10

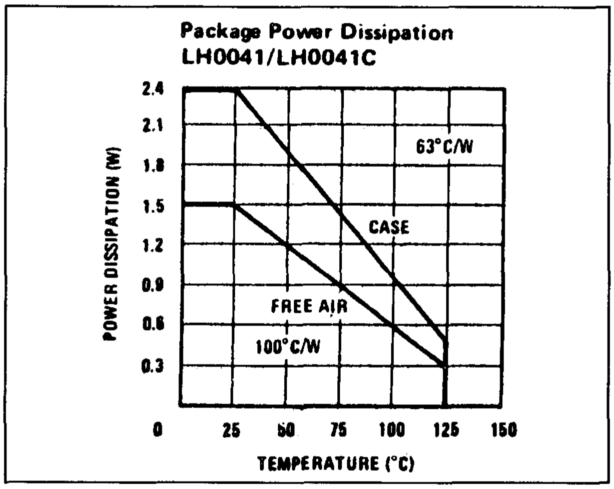


Figuur 10/10.2-8: Aansluitgegevens van de LH 0041.



Figuur 10/10.2-9: Intern schema van de LH 0041.

- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 3,0 V/μs typisch
  - vermogensbandbreedte: 20 kHz
  - harmonische vervorming: 0,2 % bij 1 kHz en 0,5 W
  - ruisspanning: 5 μV rms typisch

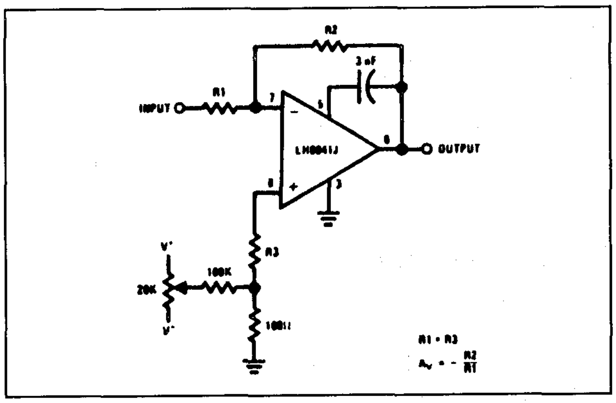


Figuur 10/10.2-10: Vermogen/temperatuur grafiek van de LH 0041.

10.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-11:
Intercom-schakeling met luidsprekers van 40 Ω als microfoon/luidspreker.
- figuur 10/10.2-12:
Het compenseren van de offsetspanning door middel van een extern toe te voeren compensatiespanning.
- figuur 10/10.2-13:
Symmetrische +/-15 V voeding met een uitgangsstroom van +/-200 mA.
- figuur 10/10.2-14:
Stuurbare stroombron en -sink met een transferkarakteristiek van +/-20 mA per volt aan de ingang.

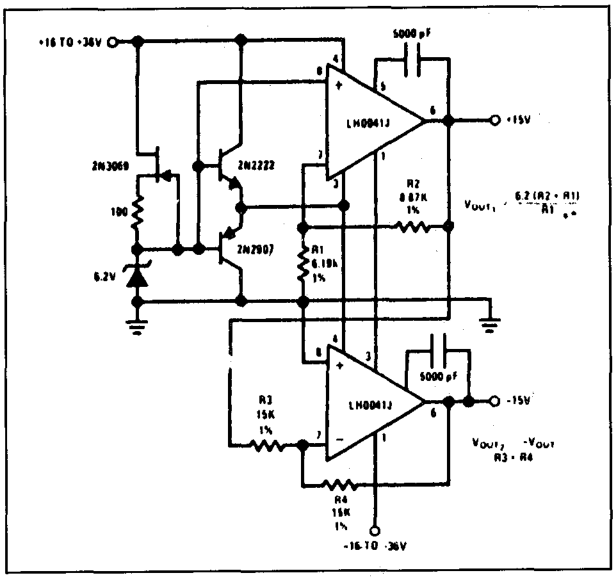


Figuur 10/10.2-12: Offset- en frequentie-compensatie bij de LH 0041.

LH 0101x

2,0 A, +/-22 V, 60 W, enkel

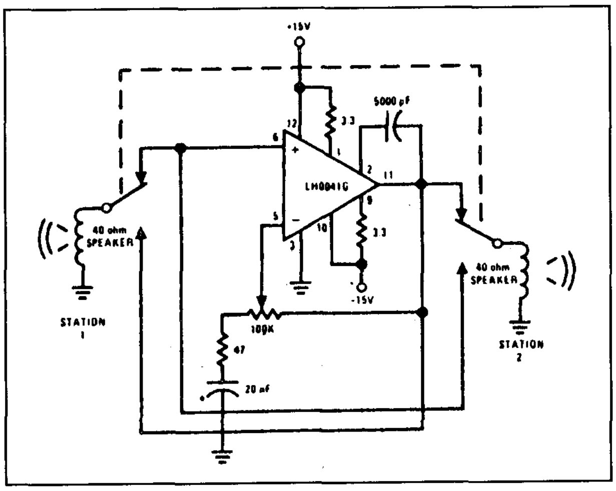
Schakeling met een FET-operationele versterker als voorversterker en een complementaire Darlington eindtrap. De schakeling is onbeperkt kortsluitvast en wordt gekenmerkt door een tamelijk brede bandbreedte van 300 kHz en een zeer lage vervorming.



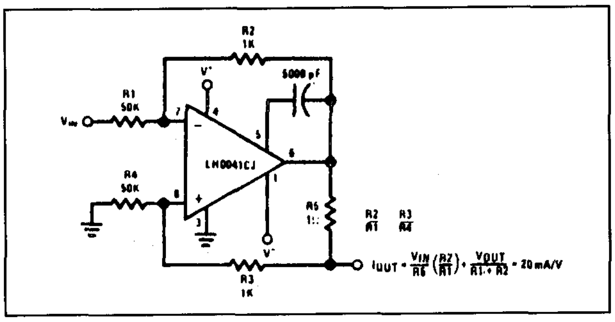
Figuur 10/10.2-13: Symmetrische voeding met 2 x LH 0041.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-15
- intern blokschema: figuur 10/10.2-16

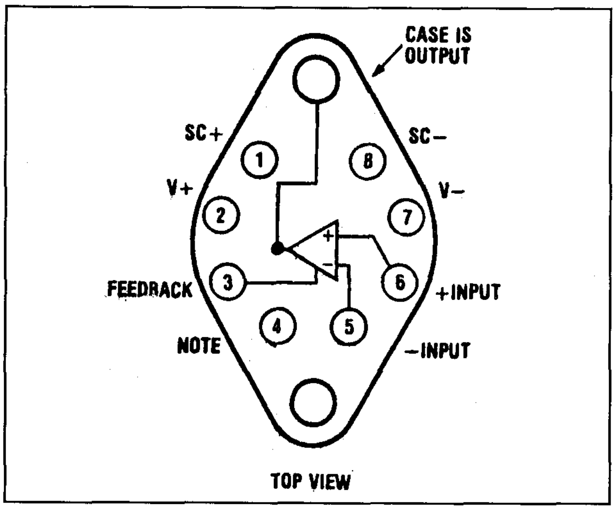


Figuur 10/10.2-11: Intercom-schakeling met een LH 0041.

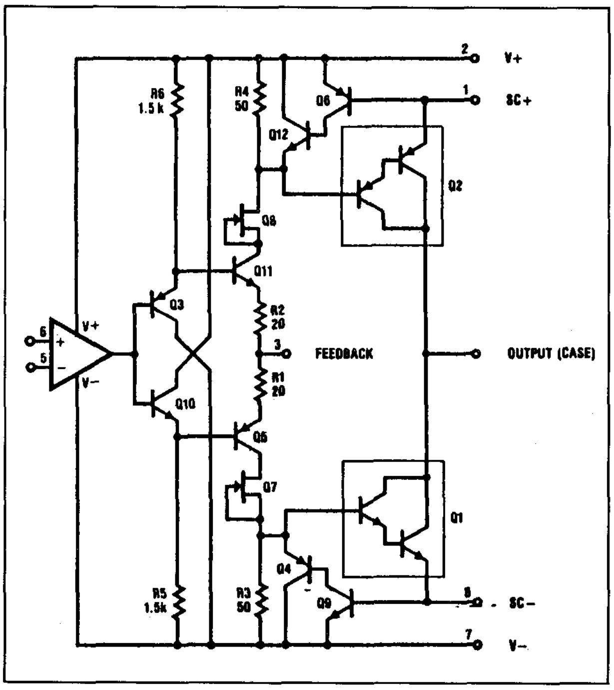


Figuur 10/10.2-14: Spanning naar stroomomzetter met een LH 0041.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-15: Aansluitgegevens van de LH 0101.

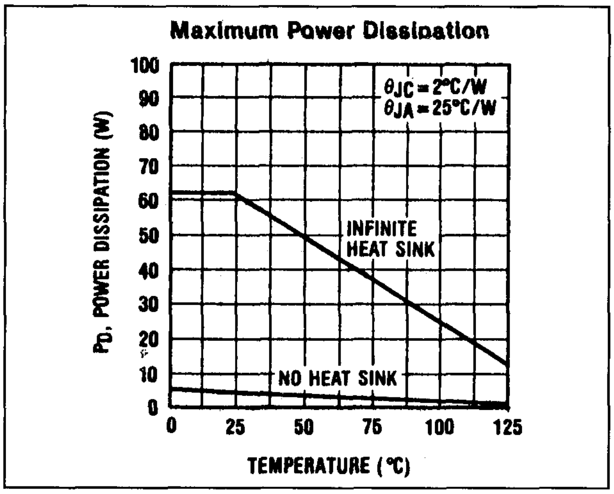


Figuur 10/10.2-16: Intern schema van de LH 0101.

- voedingsspanning: +/-22 V max.
- ruststroom: 35 mA max.
- spanningsversterking: 50.000 min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning:
    type LH 0101 A, LH 0101 AC: 3,0 mV max.
    type LH 0101 C, LH 0101: 10,0 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
    type LH 0101 A, LH 0101 AC: 60 nA max.
    type LH 0101 C, LH 0101: 1000 nA max.
  - biasstroom:
    type LH 0101 A, LH 0101 AC: 60 nA max.
    type LH 0101 C, LH 0101: 1000 nA max.
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 4 V → +Ub - 4 V max.
  - nominale stroom: +/-2 A
  - piekstroom: +/-5 A
  - dissipatie: figuur 10/10.2-17
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 10 V/µs typisch
  - vermogensbandbreedte: 300 kHz
  - harmonische vervorming:
    0,008 % bij 1 kHz en 0,5 W

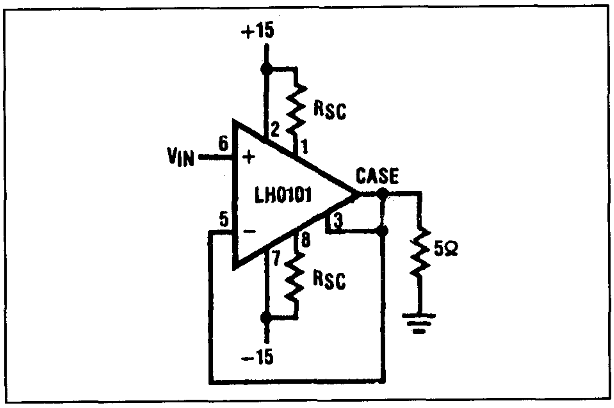
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-18:
Spanningsvolger met een hoog uitgangsvermogen.
- figuur 10/10.2-19:
Spanningssplitser die een positieve voedingsspanning en een even grote negatieve spanning genereert uit $+2.U_b$.
- figuur 10/10.2-20:
Audio-versterker met 8 Ω luidspreker in brugschakeling.

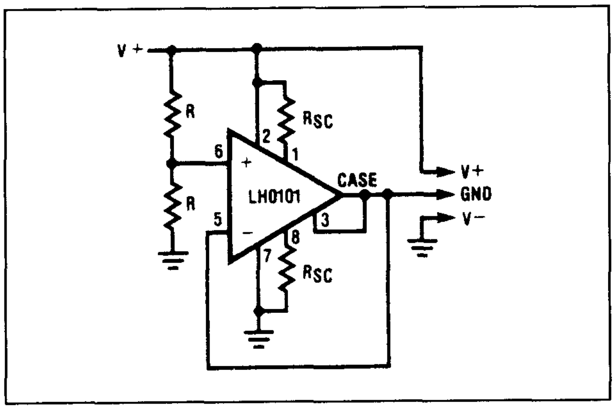


Figuur 10/10.2-17: Maximaal vermogen in functie van de temperatuur.

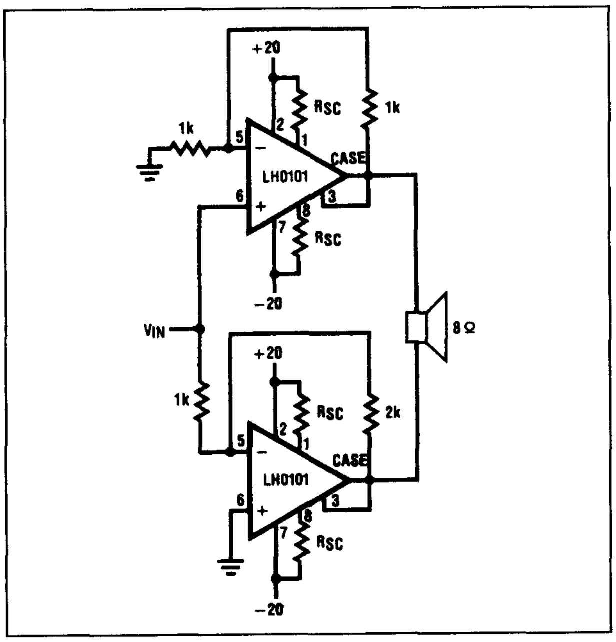
10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-18: Basis-schema rond de LH 0101.



Figuur 10/10.2-19: Spanningssplitser met een LH 0101.



Figuur 10/10.2-20: Brugversterker met 2 x LH 0101.

L 165

3,0 A, +/-18 V, 20 W, enkel

Volledig geïntegreerde vermogens op-amp in pentawatt behuizing met ingebouwde thermische en second breakdown beveiligingen.

Technische gegevens

- fabrikant: SGS
- behuizing: TO-220 Pentawatt
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-21
- intern blokschema: figuur 10/10.2-22
- voedingsspanning: +/-6 V min.
  +/-18 V max.
- ruststroom: 60 mA max.
- spanningsversterking: 80 dB typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 10 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 1 μA max.
  - ingangsweerstand: 500 kΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik:
    -Ub + 3 V → +Ub - 3 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 4,5 V → +Ub - 4,5 V max.
  - nominale stroom: +/-3 A
  - dissipatie: figuur 10/10.2-23

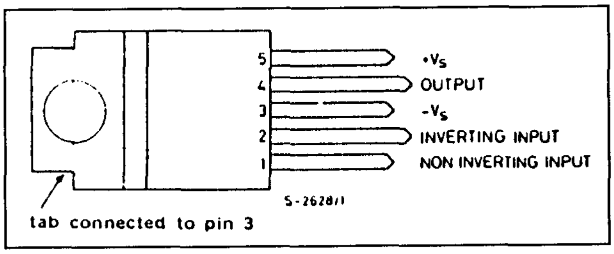
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-24:

Bidirectionele servo-driver met TTL-compatible ingangen.

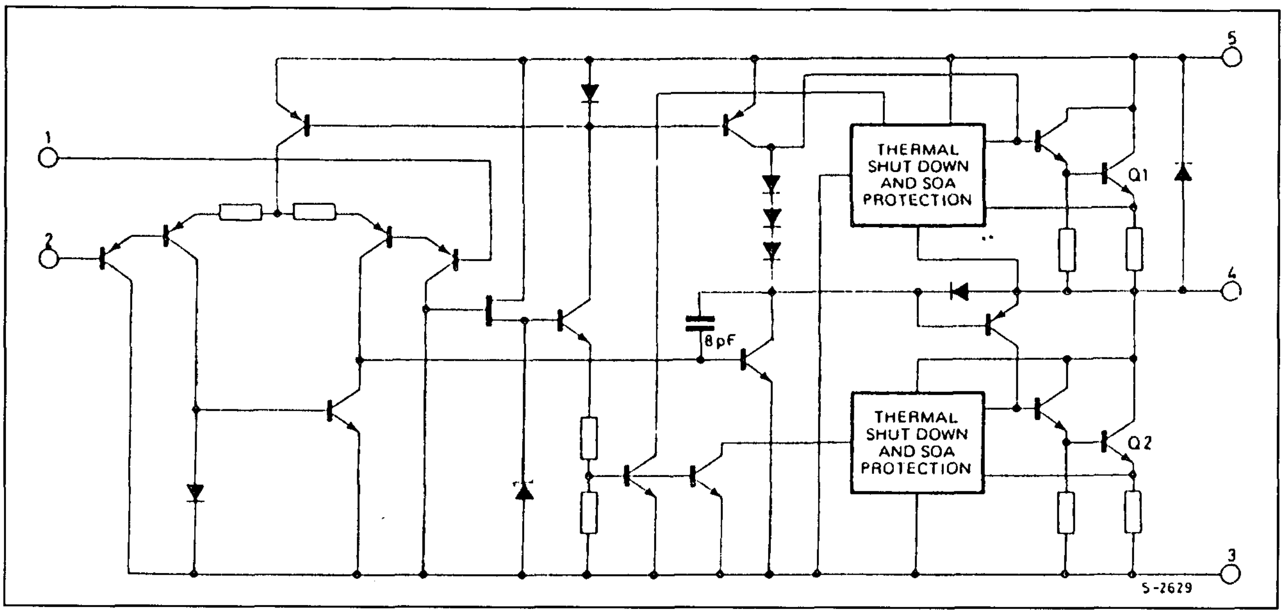
- figuur 10/10.2-25:

Snelheidsregelaar voor zware motoren met twee L 165 IC's en extra complementaire eindtrappen.

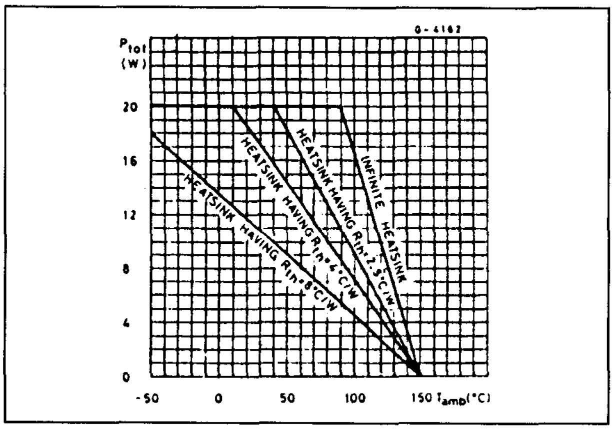


Figuur 10/10.2-21: Aansluitgegevens van de L 165.

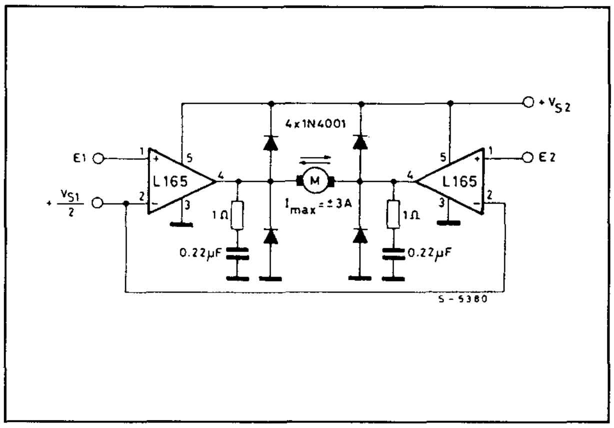
10.2 Type-beschrijving



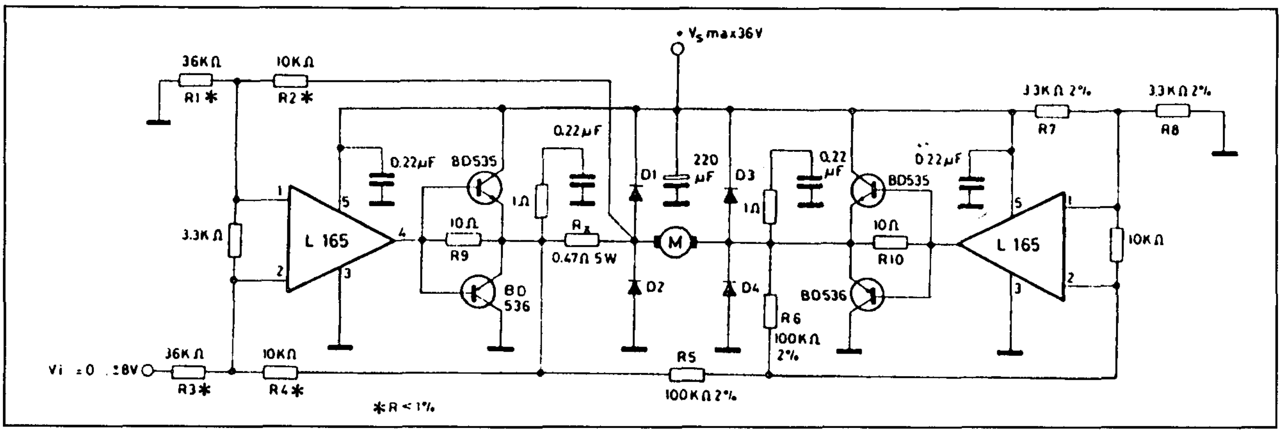
Figuur 10/10.2-22: Intern schema van de L 165.



Figuur 10/10.2-23: Vermogensgrafiek van de LH 165.

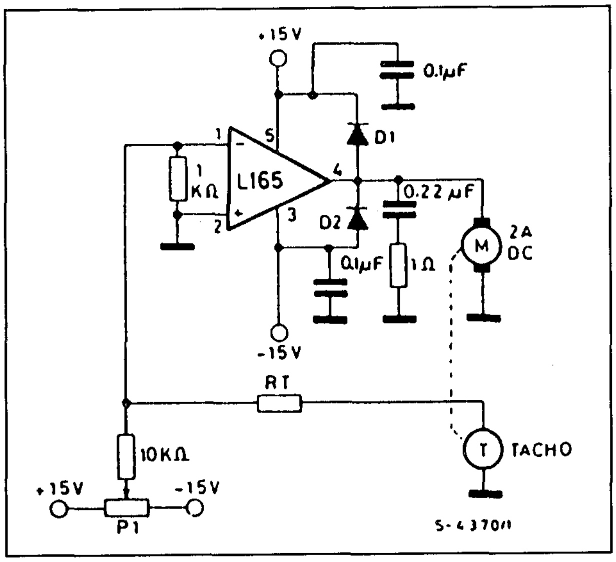


Figuur 10/10.2-24: Motor-driver met 2 x L 165.

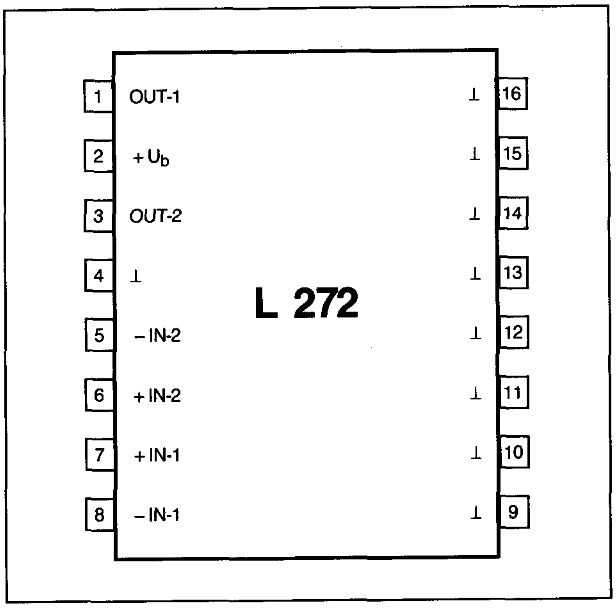


Figuur 10/10.2-25: Motor-regeling met 2 x L 165.

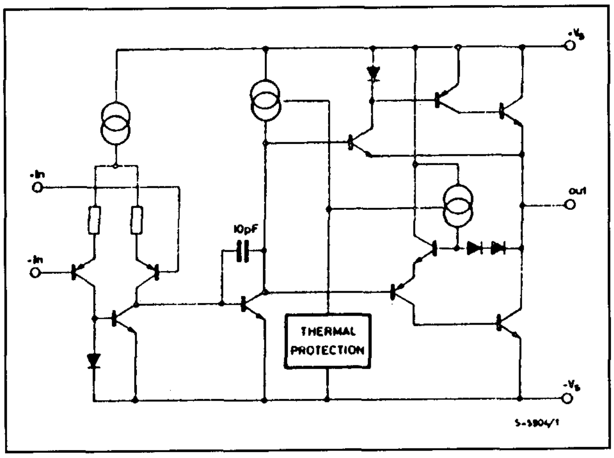
10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-26: Tacho-gecontroleerde motor-driver met een L 165.



Figuur 10/10.2-27: Aansluitgegevens van de L 272.



Figuur 10/10.2-28: Intern blokschema van de L 272.

- figuur 10/10.2-26:
Schakeling die door middel van een tachometer terugkoppeling het toerental van een kleine motor constant houdt.

L 272

1,0 A, 28 V, 1 W, dubbel

Volledig geïntegreerde dubbele vermogens op-amp in dual-in-line behuizing met ingebouwde thermische beveiliging. Kan met enkelvoudige lage voedingsspanning werken, waarbij de ingangsspanningen gerefereerd kunnen worden naar het massa-potentiaal.

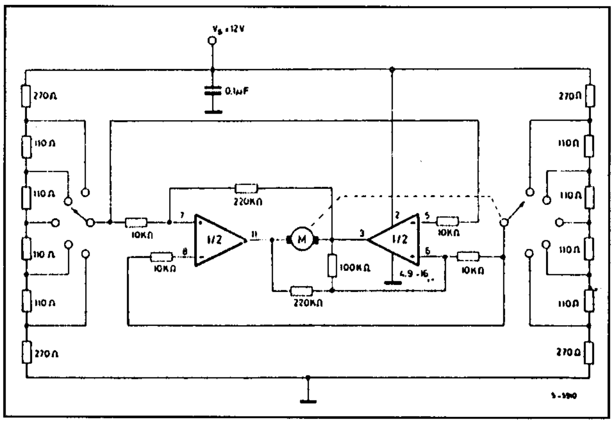
Technische gegevens

- fabrikant: SGS
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-27
- intern blokschema: figuur 10/10.2-28
- voedingsspanning: + 4 V min.
  + 28 V max.
- ruststroom: 12 mA max.
- spanningsversterking: 70 dB typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 15 mV max.
  - offsetstroom: 250 nA max.
  - biasstroom: 2,5 μA max.
  - ingangsweerstand: 500 kΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik: Ub
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: Ub - 1,5 V
  - nominale stroom: 1 A
  - piekstroom: 1,5 A
  - dissipatie: 1 W max.

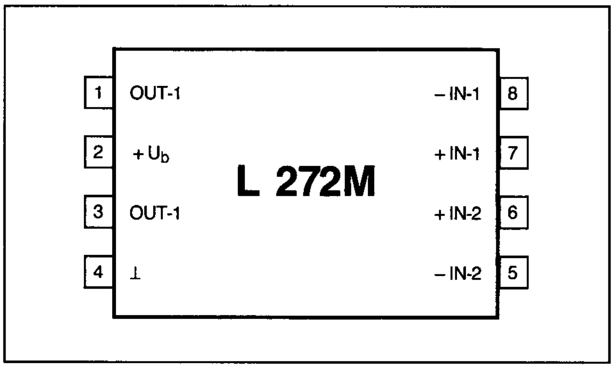
Voorbeeld-schakeling

- figuur 10/10.2-29:
Automatische positie-regeling met behulp van een gelijkstroommotor waaraan een

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-29: Positiebesturing door middel van een handbediende schakelaar en een op de motor-as gekoppelde schakelaar.



Figuur 10/10.2-30: Aansluitgegevens van de L 272M.

standenschakelaar gekoppeld is. De schakeling verdraait de as van de motor totdat de motor-schakelaar in dezelfde stand staat als de handbediende schakelaar (links).

L 272 M

1,0 A, 28 V, 1 W, dubbel

Elektronisch volledig vergelijkbaar met de L 272, echter in andere behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: SGS
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-30
- intern blokschema: figuur 10/10.2-28

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de L 272.

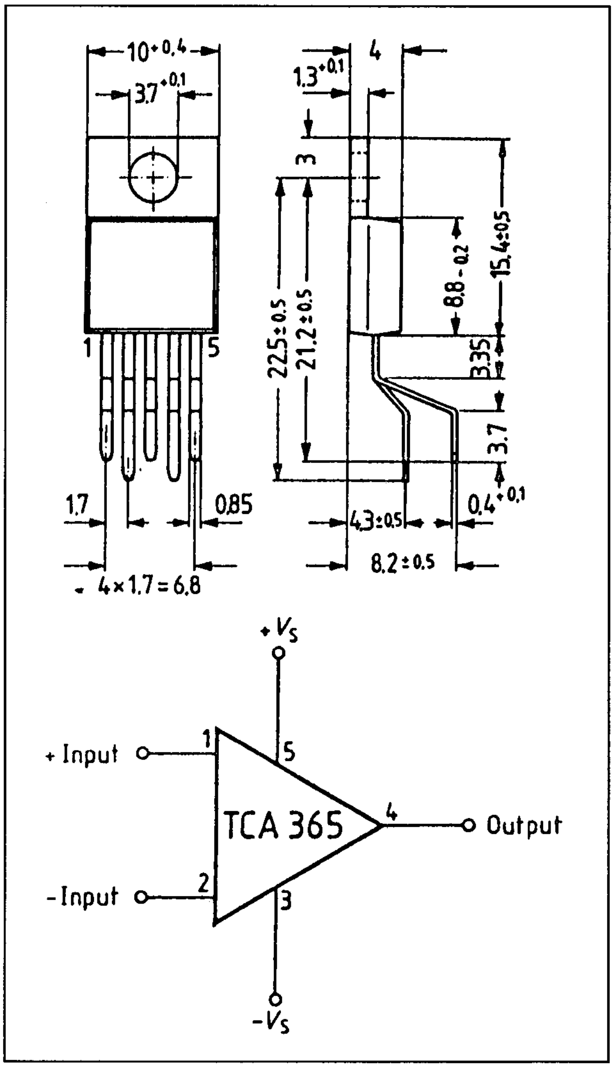
TCA 365

3,0 A, +/-18 V, 15 W, enkel

Vermogensversterker in TO-220 behuizing met interne thermische bescherming.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: TO-220
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-31
- voedingsspanning: +/-18 V max.



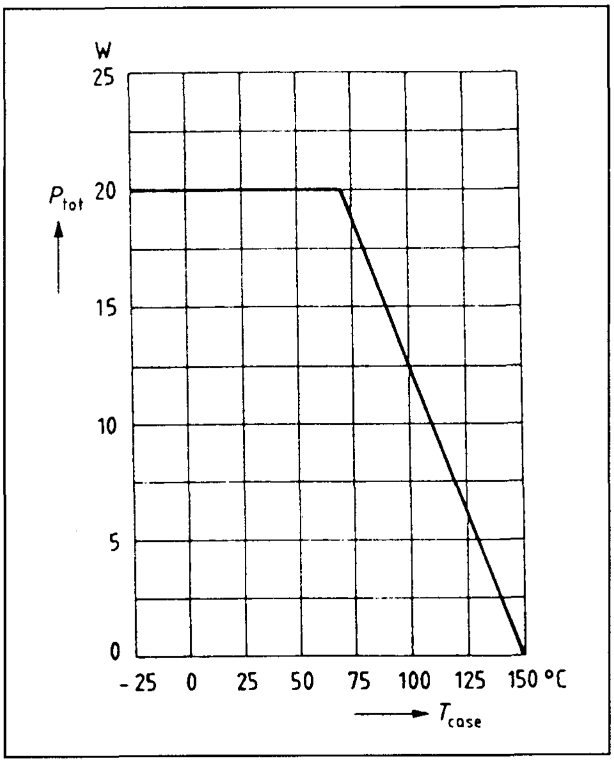
Figuur 10/10.2-31: Behuizing en aansluitgegevens van de TCA 365.

- ruststroom: 40 mA max.
- spanningsversterking: 80 dB typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 10 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
  - biasstroom: 1 μA max.
  - ingangsweerstand: 5,0 MΩ typisch
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 5 V → +Ub - 5 V max.
  - nominale stroom: +/-3 A
  - dissipatie: figuur 10/10.2-32
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 5,0 V/μs typisch
  - ruisspanning: 3 μV rms typisch

L 465 A

4,0 A, +/-20 V, 20 W, enkel

Volledig geïntegreerde vermogens op-amp in Pentawatt behuizing met ingebouwde thermische en second breakdown beveiliging.



Figuur 10/10.2-32: Vermogenskarakteristiek van de TCA 365.

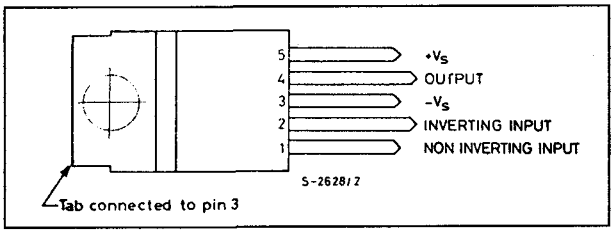
Technische gegevens
- fabrikant: SGS
- behuizing: TO-220 pentawatt
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-33
- voedingsspanning: +/-3 V min.
  +/-20 V max.
- ruststroom: 45 mA max.
- spanningsversterking: 80 dB typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 20 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 1 μA max.
  - ingangsweerstand: 500 kΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik: +/-15 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 2,5 V → +Ub - 2,5 V
  - nominale stroom: 4 A
  - dissipatie: 20 W max.
  - vermogensbandbreedte: 100 kHz

μA 759

0,325 A, +/-18 V, 0,54 W, enkel

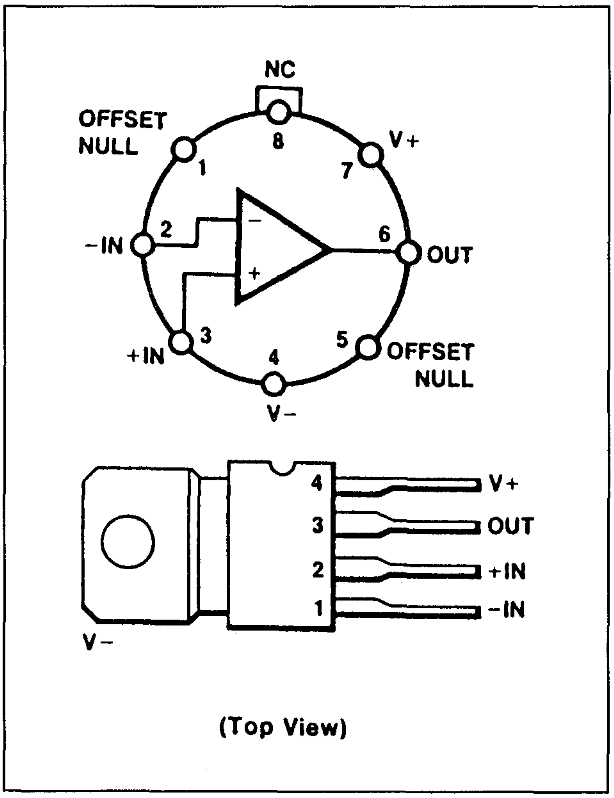
Volgens de planar epitaxial process gefabriceerde vermogens op-amp met karakteristieken die vergelijkbaar zijn met deze van de 741. Kan uit een enkelvoudige voedingsspanning gevoed worden. Heeft ingebouwde beschermingsschakelingen tegen oververhitting, te grote stromen en second breakdown.

Technische gegevens
- fabrikant: Fairchild
- behuizing: TO-220 pentawatt, TO-99
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-34



Figuur 10/10.2-33: Aansluitgegevens van de L 465A.

10.2 Type-beschrijving

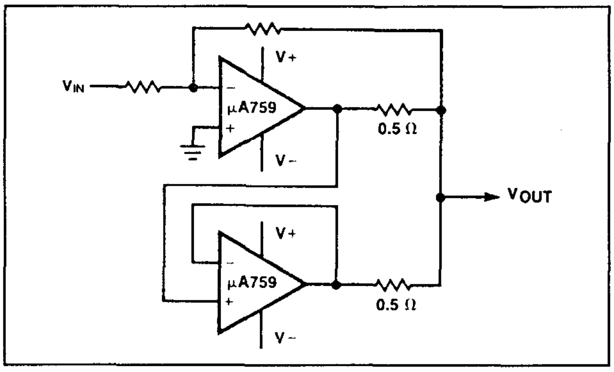


Figuur 10/10.2-34: Aansluitgegevens van de μA 759.

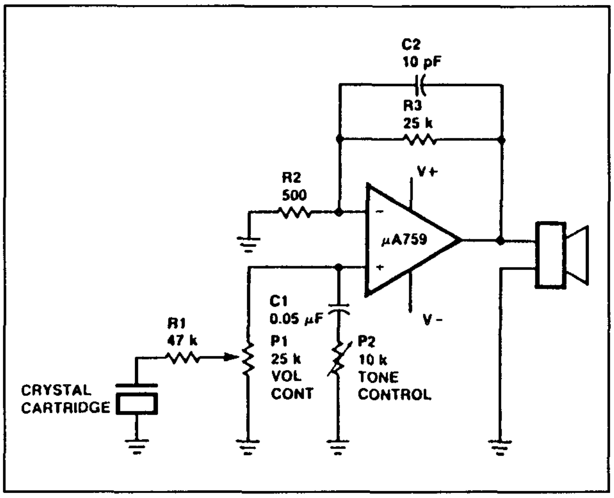
- voedingsspanning: +/-5 V min.
  +/-18 V max.
- ruststroom: 18 mA max.
- spanningsversterking: 200.000 typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 6 mV max.
  - offsetstroom: 50 nA max.
  - biasstroom: 250 nA max.
  - ingangsweerstand: 1,5 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik:
    -Ub → +Ub - 3 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 2,5 V → +Ub - 2,5 V
  - nominale stroom: 0,325 A
  - piekstroom: 0,5 A
  - kortsluitstroom: 0,200 A
- dissipatie: 0,54 W max.
  - unity-gain bandbreedte: 1,0 MHz
  - slew rate: 0,5 V/μs

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-35:
Het parallel schakelen van twee identieke schakelingen.
- figuur 10/10.2-36:
Zeer eenvoudige kompleet-versterker voor platendraaier met kristal-element, die een vermogen van 1,5 W opwekt in een luidspreker van 32 Ω bij een voedingspanning van 25 V.
- figuur 10/10.2-37:
Het vergroten van de bandbreedte en de slew rate door het afsluiten van de schakeling met een externe complementaire eindtrap. De specificaties van deze schakeling zijn:
- slew rate: 9 V/μs;

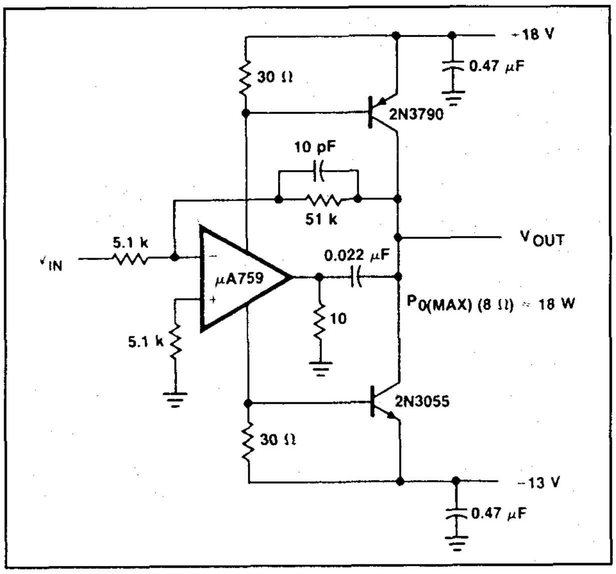


Figuur 10/10.2-35: Parallel schakelen van twee identieke vermogensversterkers.



Figuur 10/10.2-36: Eenvoudige versterker voor kristal-element.

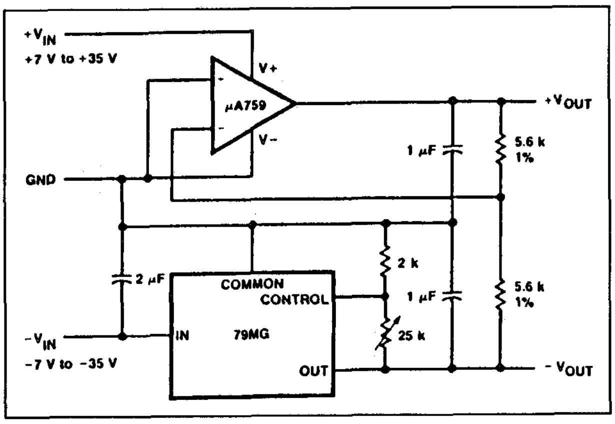
10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-37: Verbeteren van de specificaties door het in cascade schakelen van de 759 en een discrete eindtrap.

- vermogensbandbreedte: 85 kHz;
- uitgangsvermogen: 18 W in 8 Ω;
- harmonische vervorming: 0,2 % bij 10 V effectief in 8 Ω bij 1 kHz.
- figuur 10/10.2-38:

Symmetrische regelbare voeding met een spanningsbereik van +/-2,2 tot +/-30 V, een uitgangsstroom van 2 x 350 mA, een ingangsregeling van 2 mV per 10 V spanningsverschil en een belastingsregeling van 5 mV over 200 mA.



Figuur 10/10.2-38: Symmetrische regelbare voeding.

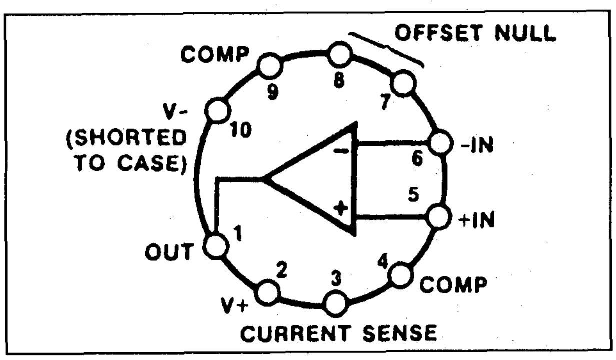
μA 791

1,0 A, +/-22 V, 15 W, enkel

Volgens de planar epitaxial process gefabriceerde vermogens op-amp met karakteristieken die vergelijkbaar zijn met deze van de 741. Kan uit een enkelvoudige voedingsspanning gevoed worden. Heeft ingebouwde beschermingsschakelingen tegen oververhitting en te grote stromen.

Technische gegevens

- fabrikant: Fairchild
- behuizing: TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-39
- voedingsspanning: +/-5 V min.
  +/-22 V max.
- ruststroom: 15 mA max.
- spanningsversterking: 20.000 typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 6 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 500 nA max.
  - ingangsweerstand: 1,0 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik:
    -Ub + 3 V → +Ub - 3 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 1 V → +Ub - 1 V
  - nominale stroom: 1,0 A
  - piekstroom: 1,25 A
  - kortsluitstroom: 0,700 A
  - dissipatie: 15 W max.

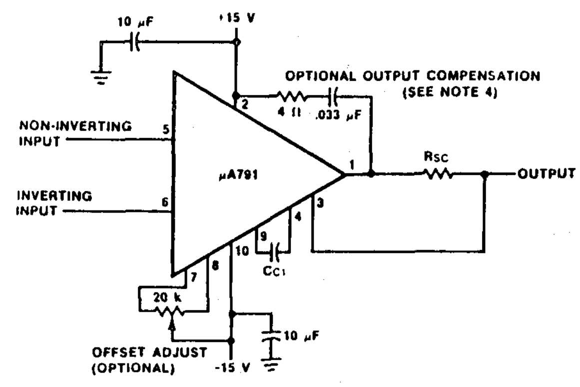


Figuur 10/10.2-39: Aansluitgegevens van de μA 791.

10.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-40:
Basis-schema van de μA 791 met offset-compensatie en frequentie-compensatie voor verschillende versterkingsinstellingen.
- figuur 10/10.2-41:
Wisselspanningsgestuurde servo-driver, waarbij de grootte van de wisselspanning op de ingang het toerental van de motor bepaalt.



Gain	C_c
1	100 pF
10	5pF
100	Not Req.

Rsc	Isc
0.6 Ω	1.0 A
1.5 Ω	500 mA
3.0 Ω	250 mA

Figuur 10/10.2-40: Externe schakeling rond een μA 791 voor verschillende versterkingsfactoren.

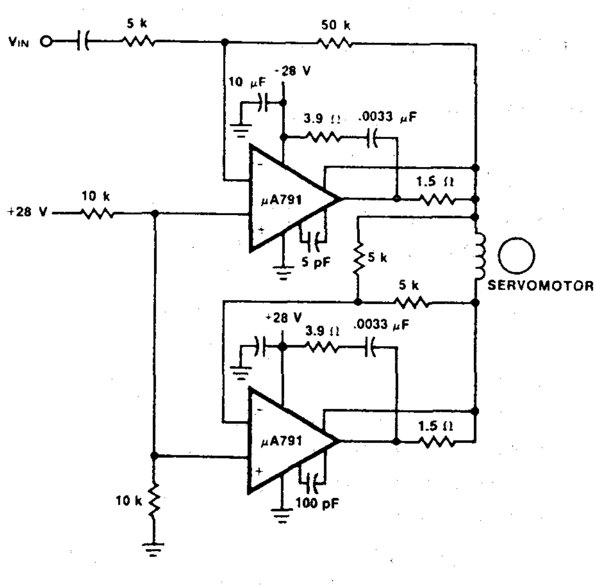
TDBO 791

1,0 A, +/-18 V, 15 W, enkel

Vermogens op-amp met karakteristieken die vergelijkbaar zijn met deze van de 741. Kan uit een enkelvoudige voedingsspanning gevoed worden. Heeft ingebouwde beschermingsschakelingen tegen oververhitting en te grote stromen.

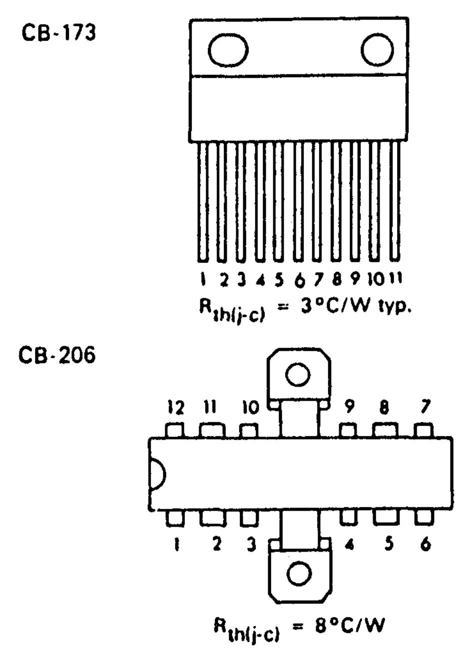
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing en aansluitgegevens: speciaal, zie figuur 10/10.2-42
- voedingsspanning: +/-5 V min.
  +/-18 V max.
- ruststroom: 30 mA max.
- spanningsversterking: 20.000 typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 6 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 500 nA max.
  - ingangsweerstand: 1,0 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik:
    -Ub + 3 V → +Ub - 3 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 1 V → +Ub - 1 V
  - nominale stroom: 1,0 A
  - piekstroom: 1,25 A
  - dissipatie: 15 W max.



Figuur 10/10.2-41: Servomotor versterker met 2 x μA 791.

10.2 Type-beschrijving



CB-206	CB-173		
1	1	J	V_{CC}^-
4	2	A	Sortie Output
5	3	B	V_{CC}^+
6	4	C	Limitation de courant Current limiting
7	5	D	Compensation Compensation
8	6	E	Entrée non inverseuse Non inverting input
9	7	F	Entrée inverseuse Inverting input
10	8	G	Equilibrage Balance
11	9	H	Equilibrage Balance
12	10	I	Compensation Compensation
2	11	J	V_{CC}^-

Figuur 10/10.2-42: Aansluitgegevens van de twee behuizingen van de TDBO 791.

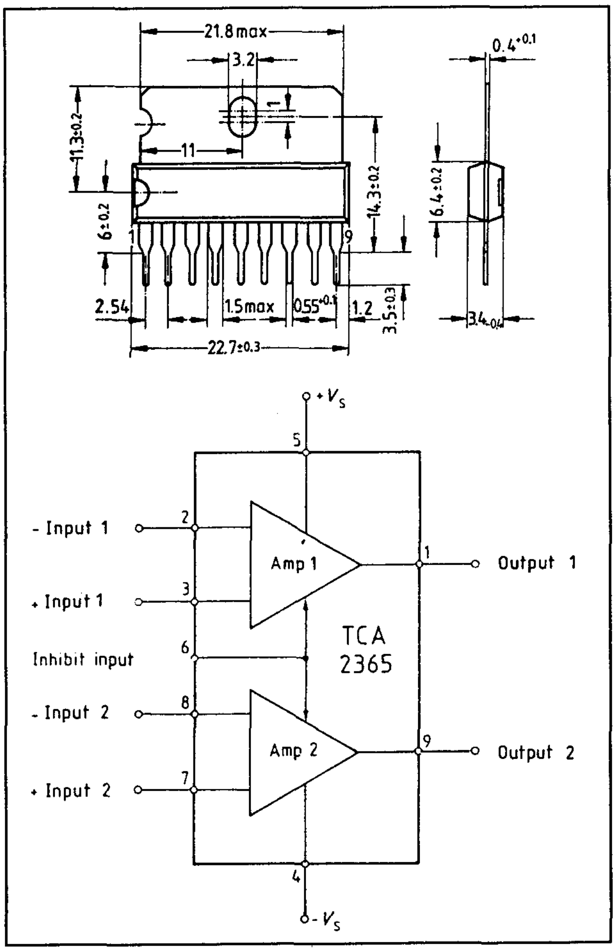
TCA 2365

2,5 A, +/-15 V, 10 W, dubbel

Dubbele vermogens op-amp in SIP-9 behuizing met als bijzonderheid dat de versterkers een gemeenschappelijke inhibit-ingang hebben, waarmee de schakeling kan worden uitgeschakeld. Het IC is beveiligd tegen overtemperatuur en kortsluiting.

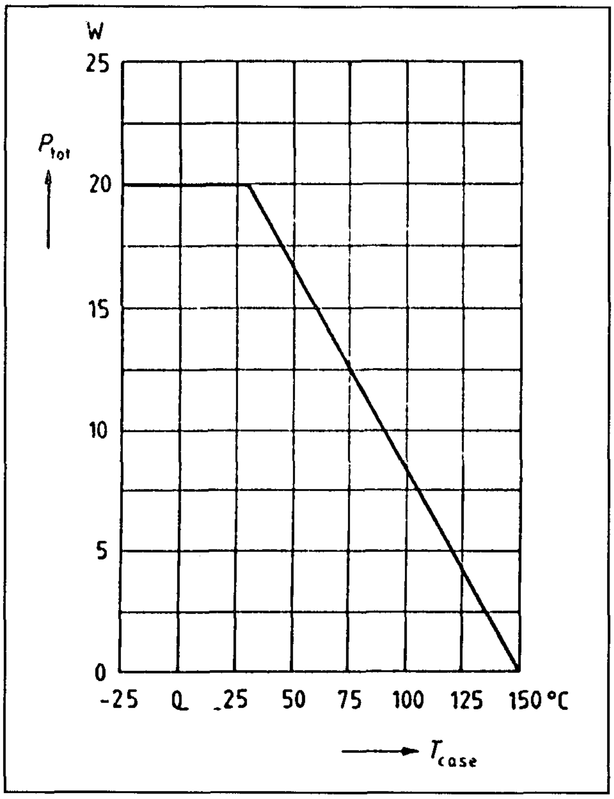
Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: SIP-9
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-43
- voedingsspanning: +/-4 V min.
+/-18 V max.
- ruststroom: 50 mA max. niet-inhibit
8 mA max. inhibit.
- spanningsversterking: 10 dB typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 10 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
  - biasstroom: 1 μA max.
  - ingangsweerstand: 5,0 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik:
-Ub → +Ub - 3 V

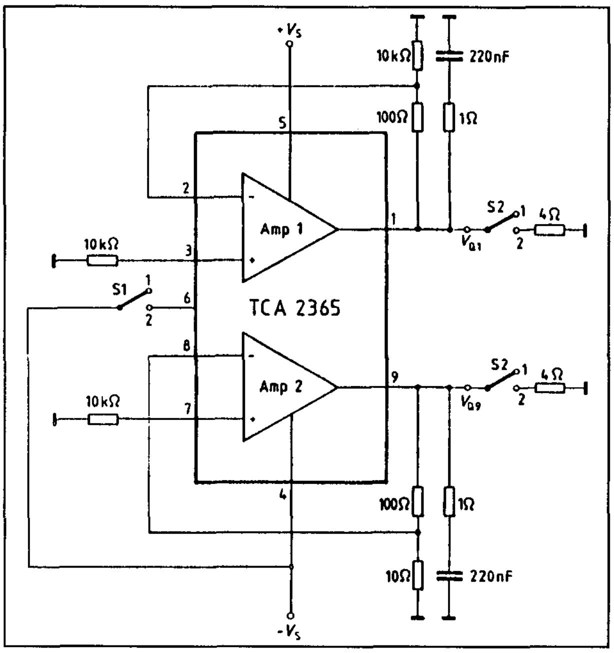


Figuur 10/10.2-43: Behuizing en aansluitgegevens van de TCA 2365.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-44: Vermogenskarakteristiek van de TCA 2365.



Figuur 10/10.2-45: Basis-schema rond een TCA 2365 met enable-mogelijkheid.

- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 1 V → +Ub - 1 V max.
  - nominale stroom: +/-2,5 A
  - piekstroom: +/-2,5 A
  - dissipatie: figuur 10/10.2-44
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 4,0 V/μs typisch
  - ruisspanning: 3 μV rms typisch

Voorbeeld-schakeling
- figuur 10/10.2-45:

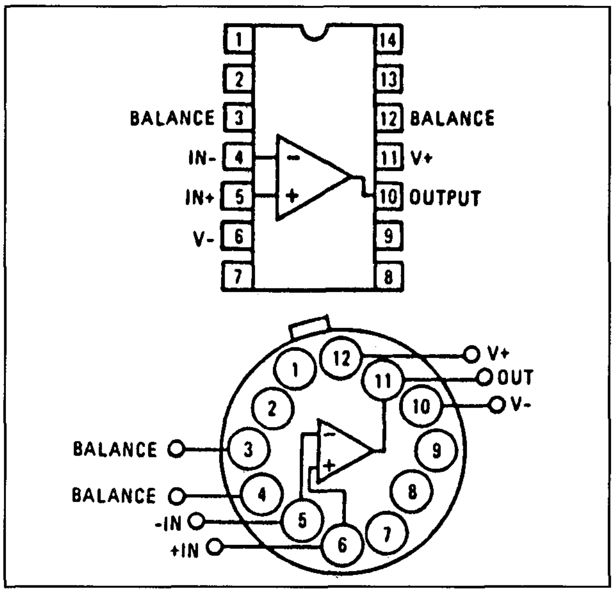
Standaard-schema rond de TCA 2365, met werking van de inhibit-ingang verduidelijkt.

HA 2542

0,1 A, +/-10 V, enkel

Zeer snelle vermogensversterker met een bandbreedte van 60 MHz en een slew rate van 350 V/μs. Speciaal ontwikkeld voor het opladen van de sample-condensator in snelle sample and hold schakelingen.

Technische gegevens
- fabrikant: Harris
- behuizing: DIL-14, TO-8
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-46



Figuur 10/10.2-46: Aansluitgegevens van de HA 2542.

10.2 Type-beschrijving

- voedingsspanning: +/-10 V max.
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 1 V → +Ub - 1 V max.
  - nominale stroom: +/-100 mA
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 350 V/µs typisch
  - vermogensbandbreedte: 5,5 MHz
  - unity-gain bandbreedte: 60 MHz

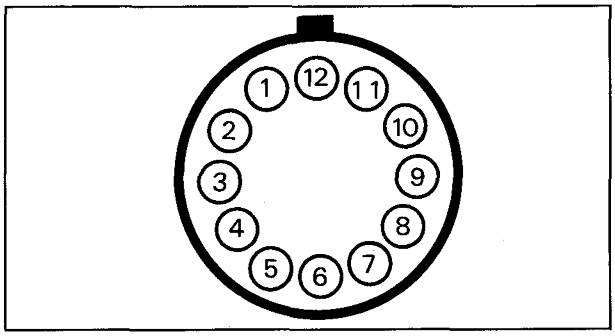
CA 3020

0,3 A, 9 V, 1 W, enkel

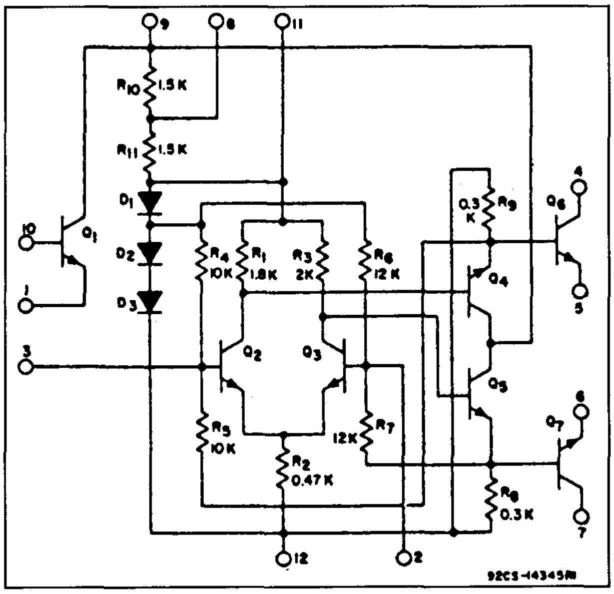
Breedbandversterker met complementaire uitgangstransistoren waarvan emitters en collectors vrij toegankelijk zijn.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: TO-5
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-47
- intern schema: figuur 10/10.2-48
- voedingsspanning:
  +9 V max. (type CA 3020)
  +12 V max. (type CA 3020 A)
- ruststroom: 35 mA max.
- spanningsversterking: 75 dB typisch
- ingangskarakteristieken:
  - ingangsweerstand: 55 kΩ typisch
- uitgangskarakteristieken:
  - nominale stroom: 300 mA
  - piekstroom: +/-2,5 A



Figuur 10/10.2-47: Aansluitgegevens van de CA 3020.



Figuur 10/10.2-48: Intern schema van de CA 3020.

- dynamische karakteristieken:
  - signaal/ruis verhouding: 70 dB
  - harmonische vervorming: 3,3 % max. bij 1 kHz en 150 mW

CA 3094

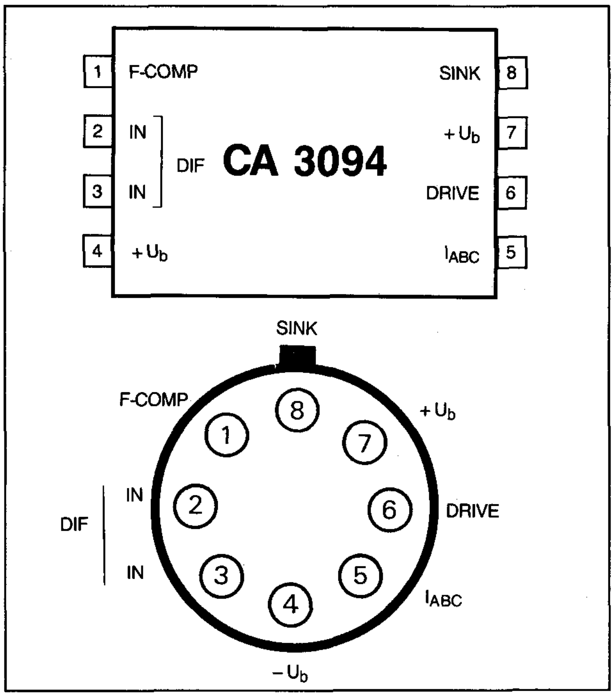
0,1 A, +/-22 V, 0,6 W, enkel

Speciaal vermogens-IC, bestaande uit een differentiële ingangsversterker en een uitgangstransistor waarvan zowel de emitter als de collector vrij toegankelijk zijn. De versterking van de trap wordt bepaald door de stroom die naar de bias-ingang wordt gevoerd.

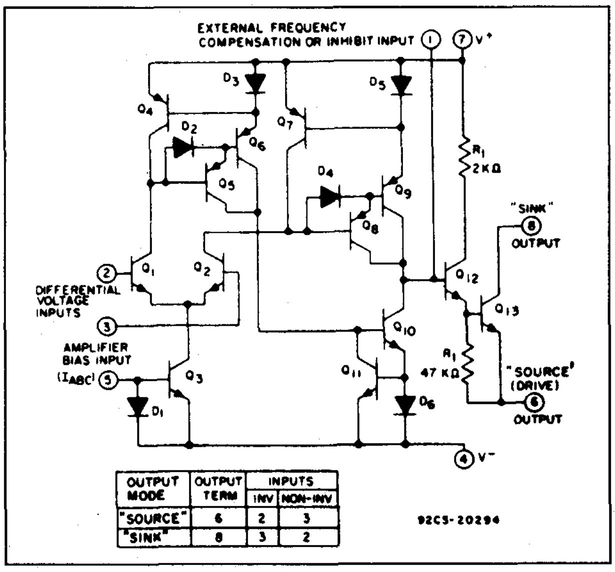
Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: TO-5, DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-49
- intern schema: figuur 10/10.2-50
- voedingsspanning:
  +/-12 V max. (type CA 3094)
  +/-18 V max. (type CA 3094 A)
  +/-22 V max. (type CA 3094 B)
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 5,0 mV max.
  - offsetstroom: 0,2 µA max.

10.2 Type-beschrijving



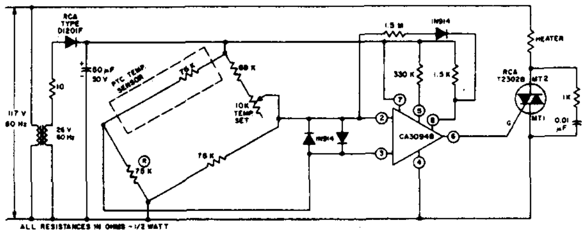
Figuur 10/10.2-49: Aansluitgegevens van de CA 3094.



Figuur 10/10.2-50: Intern schema van de CA 3094.

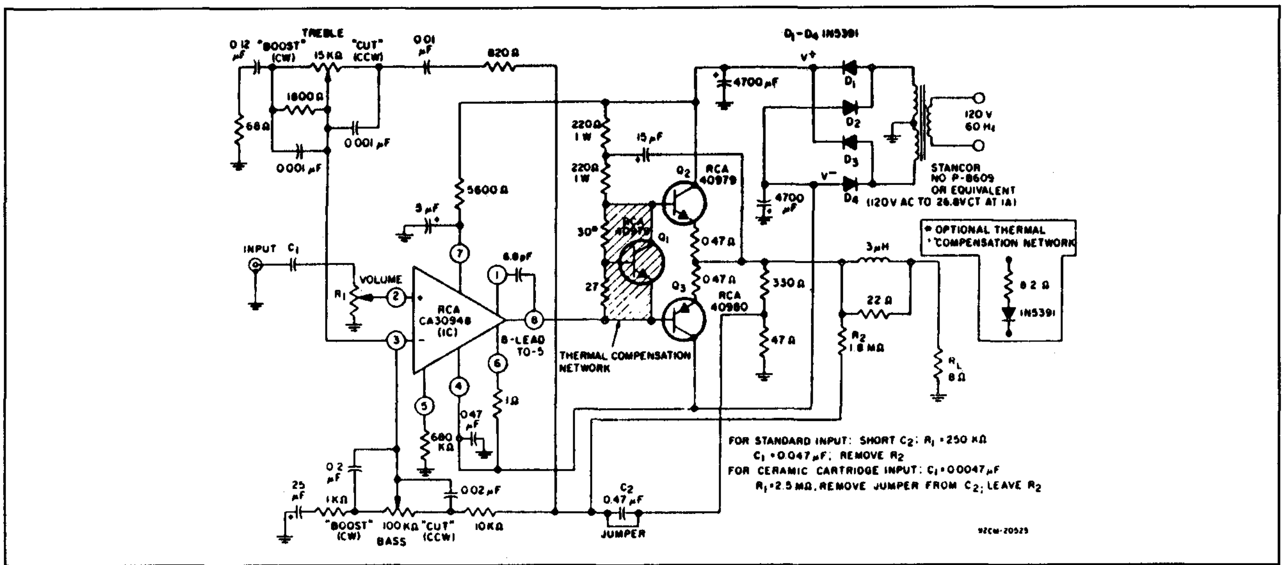
- biasstroom: 0,7 μA max.
- ingangsspanningsbereik:
  -Ub + 0,6 V → +Ub - 0,6 V
- uitgangskarakteristieken:
  - nominale stroom: +/-0,1 A
  - piekstroom: +/-0,2 A
  - dissipatie: 0,6 W
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 50,0 V/μs typisch
  - vermogensbandbreedte: 4 kHz
  - harmonische vervorming:
    0,4 % bij 1 kHz en 0,4 W

Voorbeeld-schakelingen:
- figuur 10/10.2-51:
De CA 3094 gebruikt als generator voor de gate-stroom van een triac in een temperatuurs-regeling.
-figuur 10/10.2-52:
De CA 3094 gebruikt als driver voor een 12 W audio-versterker met een harmonische vervorming van 0,57 % bij 12 W en 1 kHz in een luidspreker van 8 Ω.



Figuur 10/10.2-51: Temperatuurregeling met de CA 3049 als triac-driver.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-52: Een audio-eindversterker met een CA 3094.

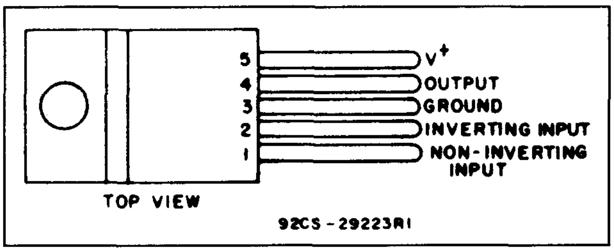
CA 3105

3,5 A, 28 V, 15 W, enkel

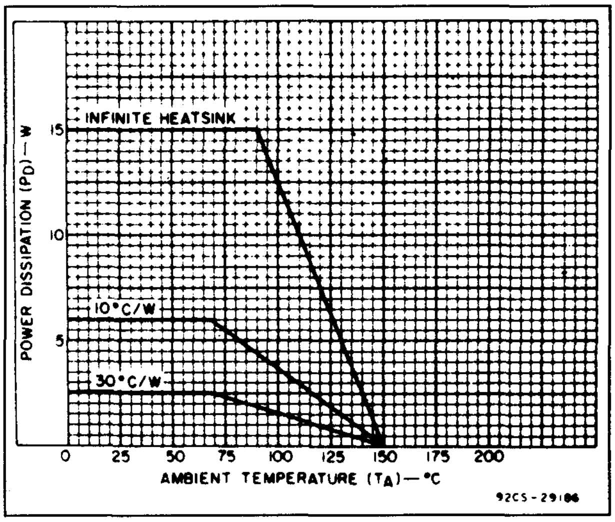
Wordt gekenmerkt door een zeer lage minimale belastingsweerstand van 1,6 Ω en een geaarde metalen koellip.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: TO-220
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-53
- voedingsspanning: 28 V max.
- ruststroom: 100 mA max.
- spanningsversterking: 84 dB
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 5,0 mV max.
  - offsetstroom: 7 nA max.
  - biasstroom: 35 nA max.
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: + Ub - 1,5 V max.
  - nominale stroom: +/-3,5 A
  - piekstroom: +/-4,5 A
  - dissipatie: figuur 10/10.2-54
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 5,0 V/µs typisch
  - unity-gain bandbreedte: 5 MHz



Figuur 10/10.2-53: Aansluitgegevens van de CA 3105.



Figuur 10/10.2-54: Temperatuurgrafiek van de CA 3105.

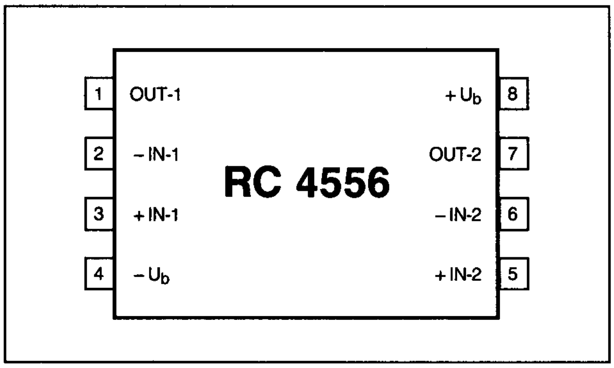
RC 4556

0,07 A, +/-18 V, 0,3 W, dubbel

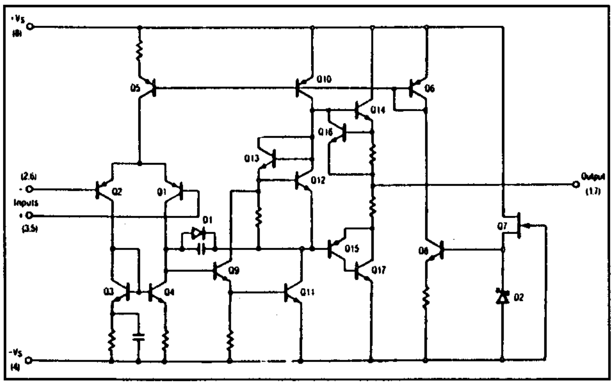
Kleine dubbele vermogensversterker voor het aansturen van 150 Ω belastingen in telecommunicatie-apparatuur.

Technische gegevens

- fabrikant: Raytheon
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-55
- intern schema: figuur 10/10.2-56
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- ruststroom: 4,5 mA max.
- spanningsversterking: 100.000 min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 6,0 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 500 nA max.
  - ingangsweerstand: 1,0 MΩ typisch
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 1 V → +Ub - 1 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 4,5 V → +Ub - 4,5 V max.
  - nominale stroom: +/-70 mA
  - dissipatie: 0,3 W
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 3,0 V/μs typisch
  - unity-gain bandbreedte: 8 MHz



Figuur 10/10.2-55: Aansluitgegevens van de RC 4556.



Figuur 10/10.2-56: Intern schema van de RC 4556.

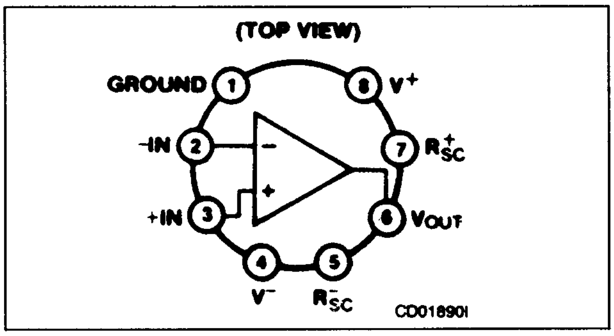
ICH 8510

1,0 A, +/-32 V, 30 W, enkel

Hybride-schakeling met een 741 als basis en een complementaire eindtrap. Ingebouwde kortsluitbeveiliging.

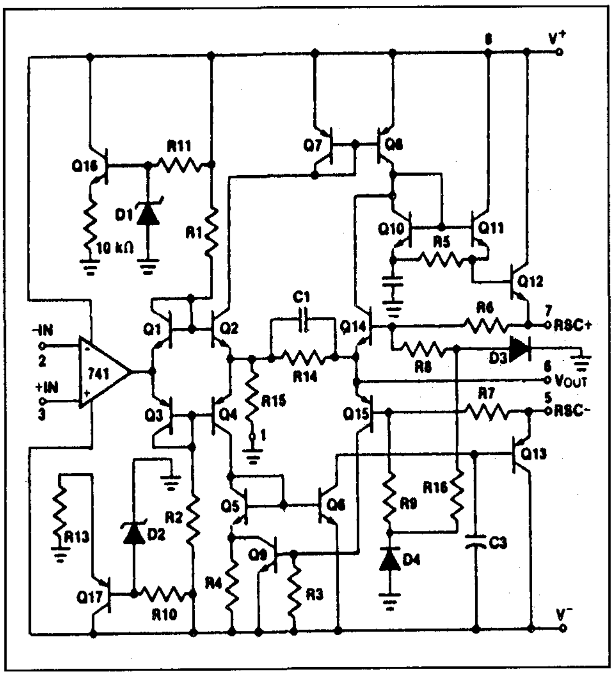
Technische gegevens

- fabrikant: Intersil
- behuizing: TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-57
- intern schema: figuur 10/10.2-58
- voedingsspanning: +/-32 V max.
- ruststroom: 100 mA max.
- spanningsversterking: 100 dB min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 3,0 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
  - biasstroom: 250 nA max.
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 5 V → +Ub - 5 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 3 V → +Ub - 3 V max.
  - nominale stroom: +/-1,0 A
  - dissipatie: 30 W max.



Figuur 10/10.2-57: Aansluitgegevens van de ICH-serie van Intersil.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-58: Globaal intern schema van de ICH-serie van Intersil.

- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 0,5 V/μs typisch

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-59:

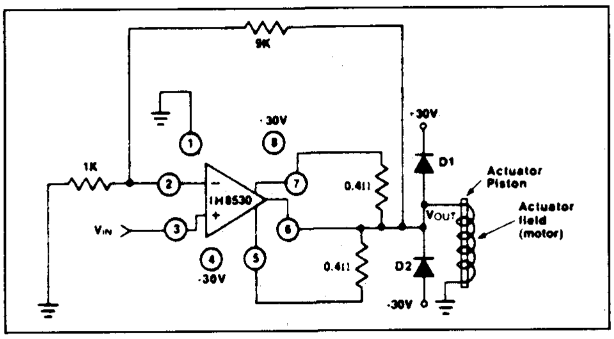
Driver voor een elektromagnetische klep met een spanningsversterking van 10 en een ingangsgevoeligheid van 2,4 V voor 24 V aan de uitgang.

- figuur 10/10.2-60:

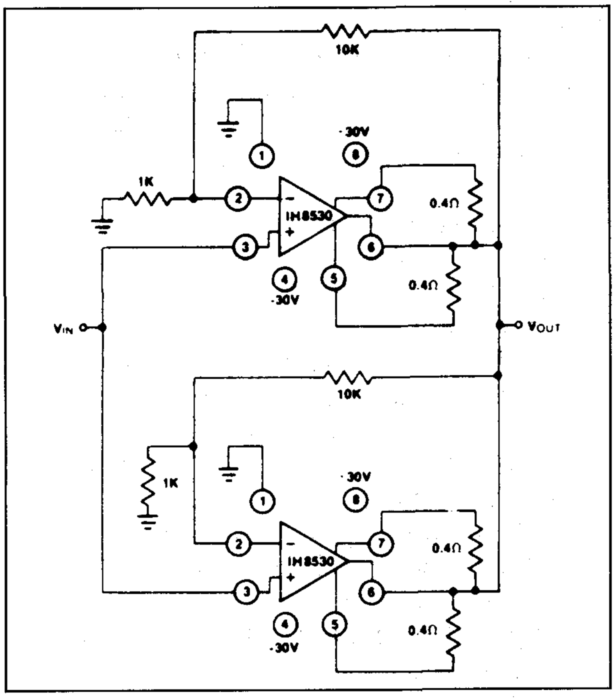
Het parallel schakelen van twee ICH 8510 schakelingen levert een uitgangsstroom van 2 A op.

- figuur 10/10.2-61:

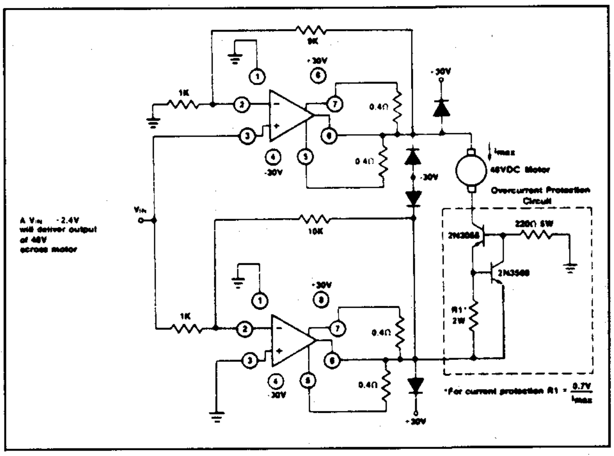
Het besturen van een 24 V motor met twee ICH-schakelingen en een externe stroombegrenzing.



Figuur 10/10.2-59: Het activeren van een magnetische klep met behulp van een ICH-driver.



Figuur 10/10.2-60: Op deze manier kunnen meerdere ICH-schakelingen parallel worden geschakeld.



Figuur 10/10.2-61: Motorbesturing met ICH-IC's en met externe stroombegrenzing.

10.2 Type-beschrijving

ICH 8515

1,5 A, +/-18 V, 30 W, enkel

Met de ICH 8510 vergelijkbaar IC, dat volledig pen-compatible is en schakeltechnisch in grote lijnen volgens dezelfde ontwerpcriteria is ontworpen.

Technische gegevens
- fabrikant: Intersil
- behuizing: TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-57
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- ruststroom: 70 mA max.
- spanningsversterking: 100 dB min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 4,0 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 500 nA max.
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 5 V → +Ub - 5 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 5 V → +Ub - 5 V max.
  - nominale stroom: +/-1,5 A
  - dissipatie: 30 W max.
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 0,5 V/μs typisch

ICH 8520

2,0 A, +/-30 V, 30 W, enkel

Hybride-schakeling met een 741 als basis en een complementaire eindtrap. Ingebouwde kortsluitbeveiliging.

Technische gegevens
- fabrikant: Intersil
- behuizing: TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-57
- intern schema: figuur 10/10.2-58
- voedingsspanning: +/-30 V max.
- ruststroom: 100 mA max.
- spanningsversterking: 100 dB min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 3,0 mV max.
  - offsetstroom: 100 nA max.
  - biasstroom: 250 nA max.
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 5 V → +Ub - 5 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 3 V → +Ub - 3 V max.
  - nominale stroom: +/-2,0 A
  - dissipatie: 30 W max.
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 0,5 V/μs typisch

ICH 8530

2,7 A, +/-30 V, 30 W, enkel

Hybride-schakeling met een 741 als basis en een complementaire eindtrap. Ingebouwde kortsluitbeveiliging.

Technische gegevens
- fabrikant: Intersil
- behuizing: TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-57
- intern schema: figuur 10/10.2-58
- voedingsspanning: +/-30 V max.
- ruststroom: 100 mA max.
- spanningsversterking: 100 dB min.
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 4,0 mV max.
  - offsetstroom: 200 nA max.
  - biasstroom: 500 nA max.
  - ingangsspanningsbereik: -Ub + 5 V → +Ub - 5 V
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik: -Ub + 3 V → +Ub - 3 V max.
  - nominale stroom: +/-2,7 A
  - dissipatie: 30 W max.
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: 0,5 V/μs typisch

LM 13080

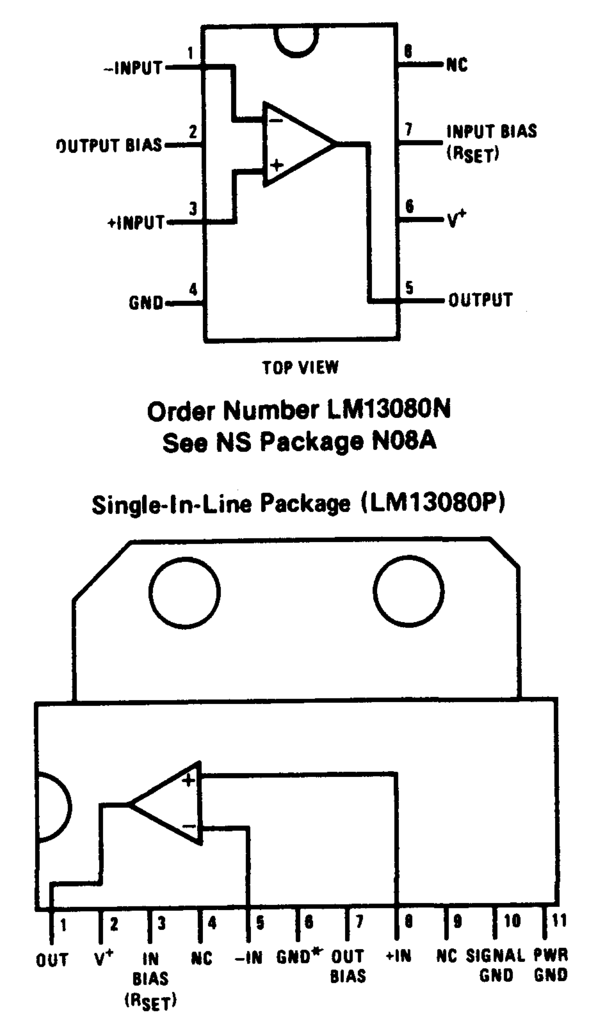
0,25 A, +/-7 V, 1,9 W, enkel

Programmeerbare vermogensversterker die gevoed kan worden uit enkelvoudige of symmetrische voeding vanaf 3 of +/-1,5 V en waarvan de versterking bepaald wordt door het aansluiten van één weerstand R_{SET} tussen een ingang en de massa.

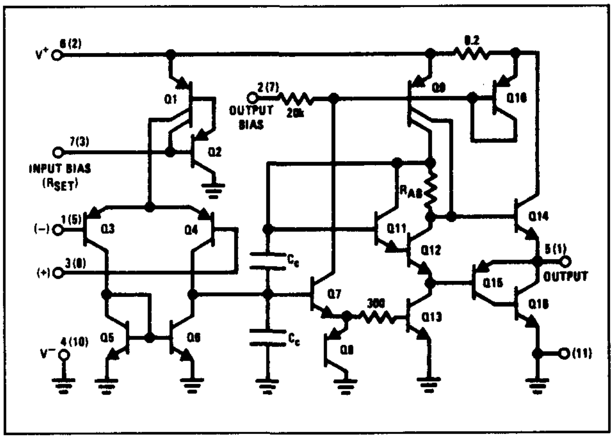
10.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-8, SIL-11
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-62
- intern schema: figuur 10/10.2-63
- voedingsspanning: +/-1,5 V min.
  +/-7 V max.
- ruststroom: 6 mA max.
- spanningsversterking: 10.000 typisch
- ingangskarakteristieken:
  - offsetspanning: 7,0 mV max.
  - offsetstroom: 75 nA max.
  - biasstroom: 400 nA max.

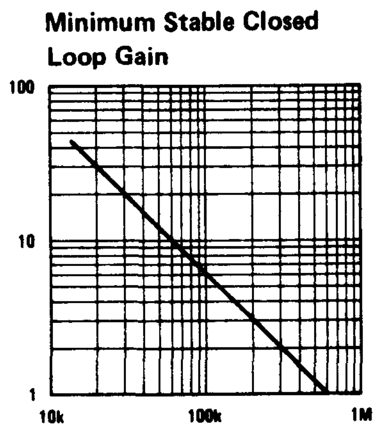


Figuur 10/10.2-62: Aansluitgegevens van de LM 13080.



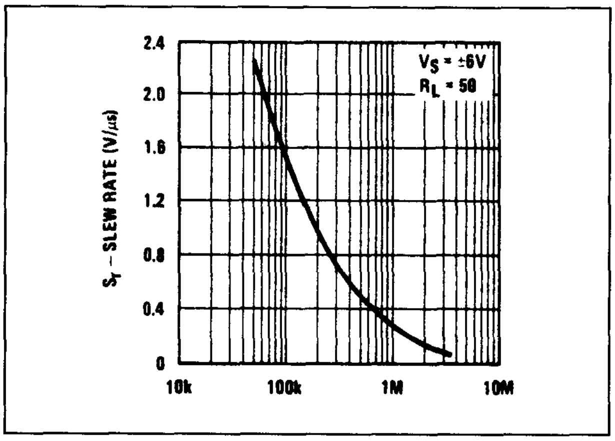
Figuur 10/10.2-63: Intern schema van de LM 13080.

- ingangsspanningsbereik:
  -Ub + 1,5 V → +Ub - 1,5 V
- versterking in functie van R_{SET}:
  figuur 10/10.2-64
- uitgangskarakteristieken:
  - spanningsbereik:
    -Ub + 2 V → +Ub - 2 V max.
  - nominale stroom: +/-250 mA
  - dissipatie: 1,9 W
- dynamische karakteristieken:
  - slew rate: figuur 10/10.2-65
  - harmonische vervorming:
    0,5 % typisch bij 2 V in 8 Ω en bij 1 kHz

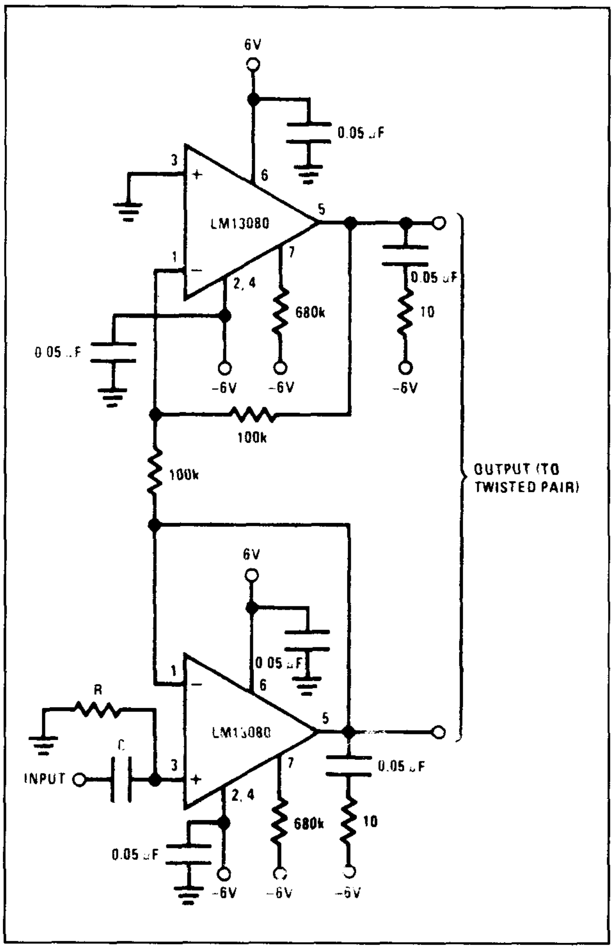


Figuur 10/10.2-64: De gesloten lus versterking in functie van de waarde van de weerstand R_{ABC}.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-65: Invloed van de waarde van de instelweerstand op de slew rate.

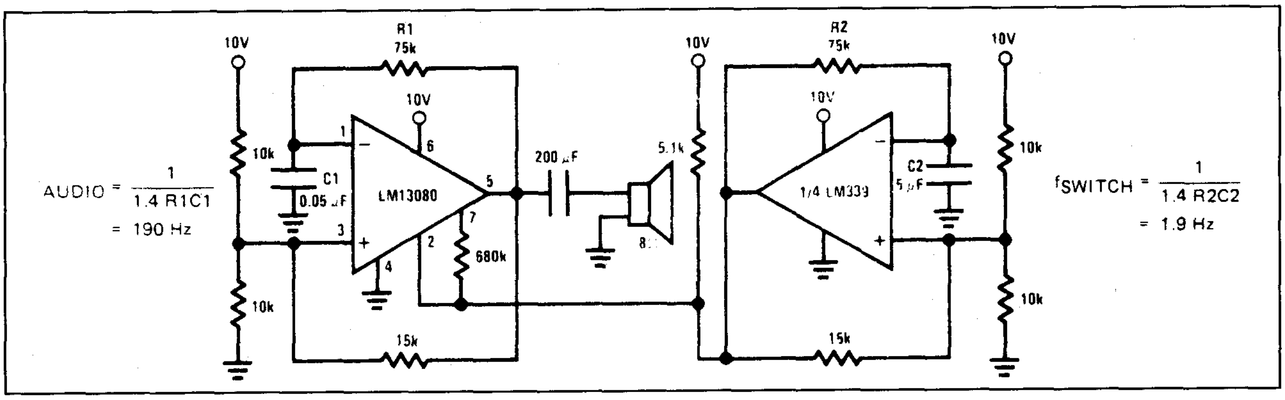


Figuur 10/10.2-66: Omzetten van een asymmetrisch signaal in een symmetrisch lijndriver.

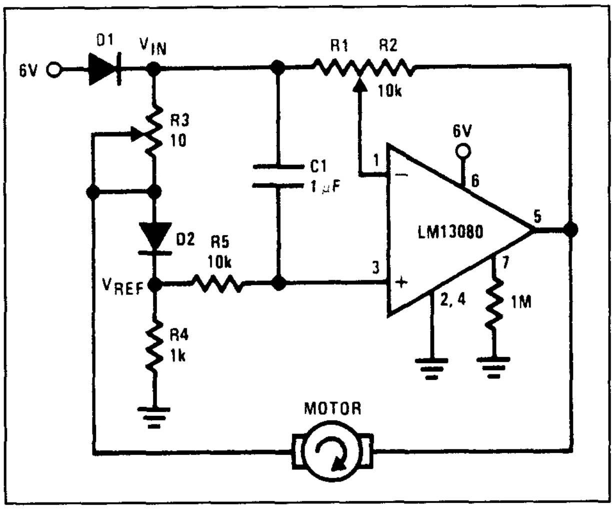
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 10/10.2-66:
Symmetrische lijndriver met een asymmetrische ingang.
- figuur 10/10.2-67:
Alarmsirene met twee verschillende tonen.
- figuur 10/10.2-68:
Motorregelaar voor motoren met een aanloopstroom die kleiner is dan 0,5 A.
- figuur 10/10.2-69:
Regelbare positieve en negatieve stabilisatoren.

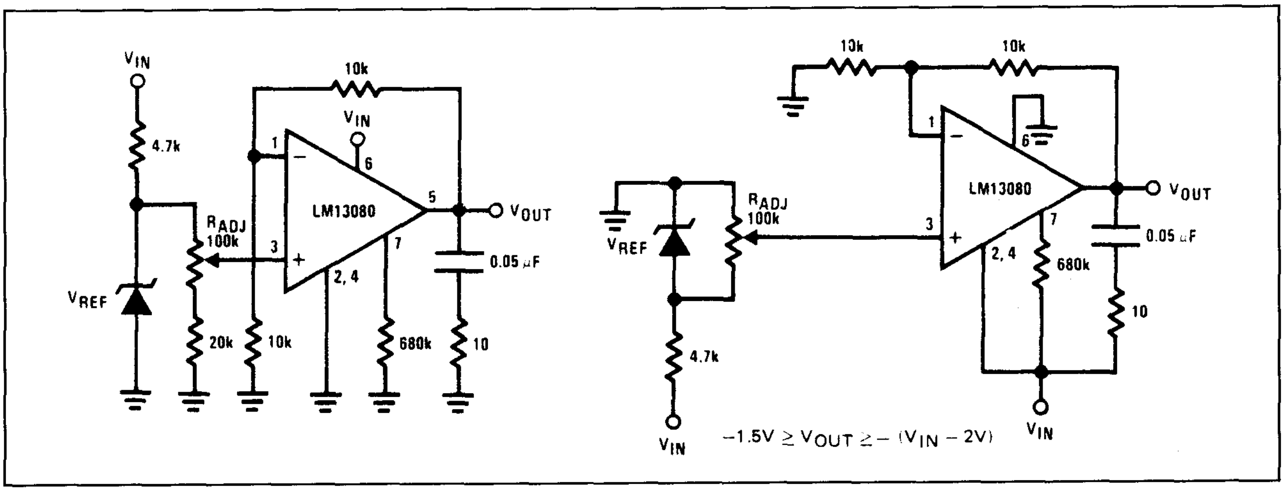
10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-67: Een tweetonige sirene met een LM 13080 als eindversterker en een operationele versterker als oscillator.



Figuur 10/10.2-68: Motor-regeling met een LM 13080.



Figuur 10/10.2-69: Positieve en negatieve regelbare voedingen met een LM 13080.

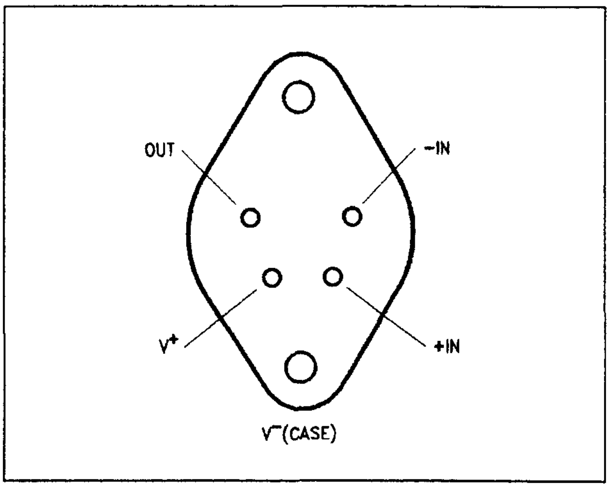
10.2 Type-beschrijving

LM12CL

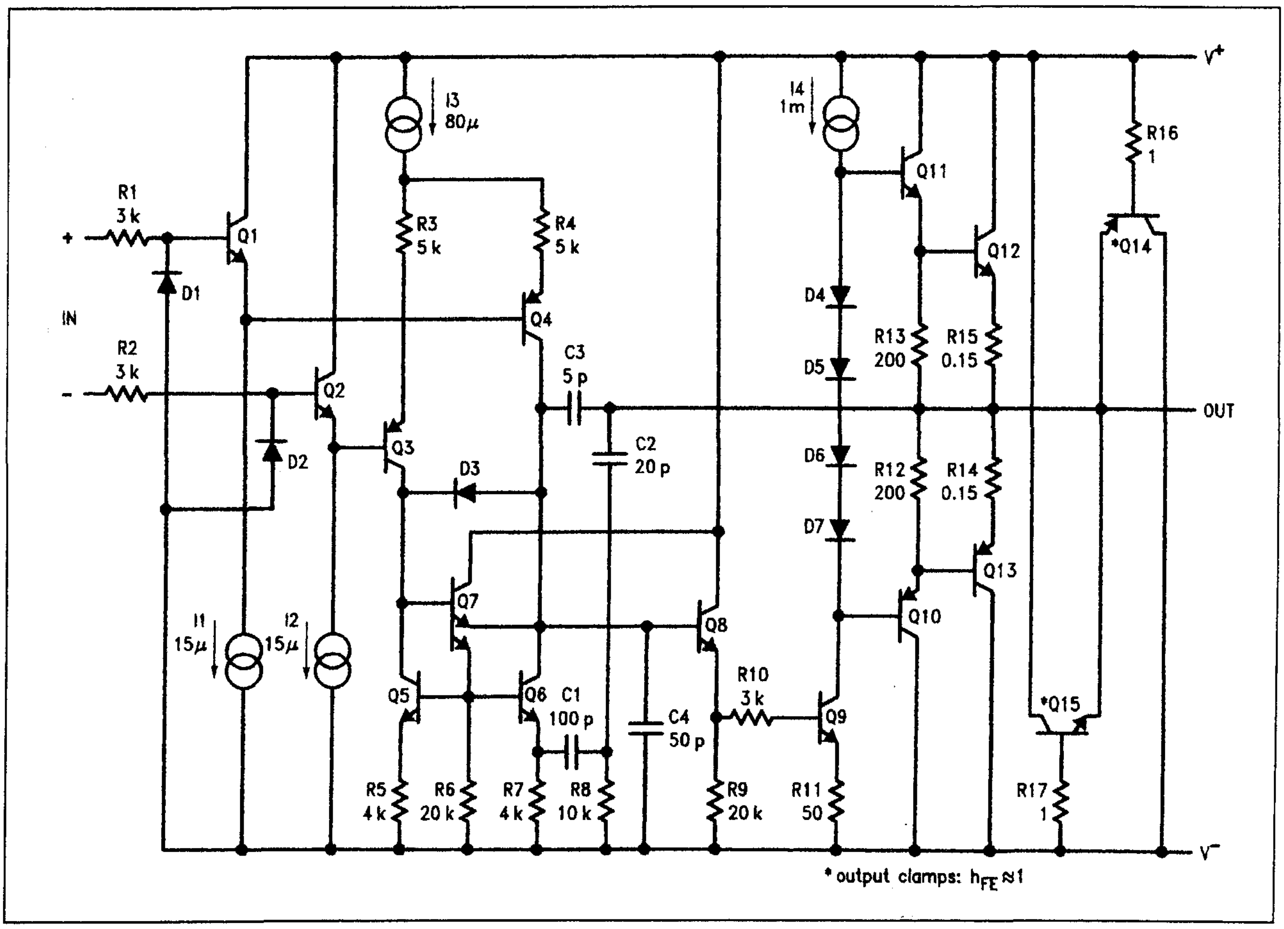
+/-10 A, +/-30 V, 80 W, 700 kHz

De LM12CL levert uitgangsspanningen van maximaal +/-25 V uit voedingsspanningen van +/-30 V. Het IC kan 80 W effectief sinusvermogen leveren aan een belasting van 4 Ω bij een vervorming van 0,01 %. De vermogensbandbreedte bedraagt 60 kHz. Dank zij het piekvermogen van 800 W kan dit IC zonder problemen reactieve belastingen zoals spoelen en actuators aansturen. De chip is intern volledig beveiligd door:

- ingangsbeveiligingen;
- gecontroleerde turn on;
- thermische begrenzing;
- overspanningsbeveiliging;
- uitgangsstroom begrenzing;
- dynamische safe area beveiliging.



Figuur 10/10.2-70: Aansluitgegevens van de LM12CL.



Figuur 10/10.2-71: Intern (blok)schema van de LM12CL.

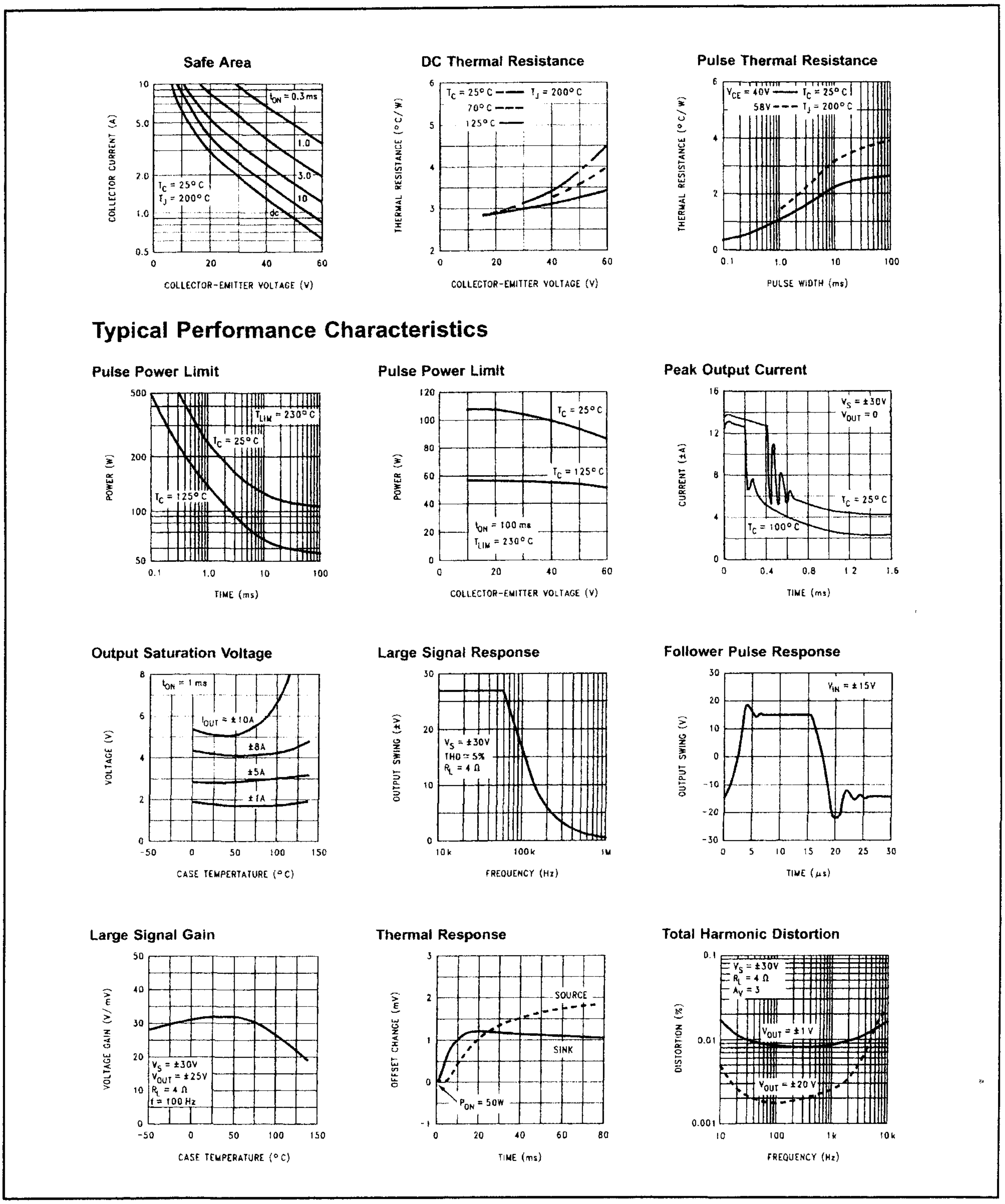
10.2 Type-beschrijving

De uitgangstrappen blijven uitgeschakeld tot de voedingsspanningen gestegen zijn tot 14 V totaal.

Technische gegevens
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: 4-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-70
- intern schema: figuur 10/10.2-71
- voedingsspanning:
  +/-7,5 V min, +/-30 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-60 mA typisch, +/-140 mA max.
- offsetspanning ingang:
  2 mV typisch, 20 mV max.
- biasstroom ingang:
  0,15 µA typisch, 1,0 µA max.
- offsetstroom ingang:
  0,03 µA typisch, 0,3 µA max.
- common mode rejection:
  86 dB typisch, 65 dB min.
- power supply rejection:
  90 dB typisch, 65 dB min.
- verzadigingsspanning uitgang:
  bij 1 A: 1,8 V typisch, 2,5 V max.
  bij 8 A: 4,0 V typisch, 7,0 V max.
  bij 10 A: 5,0 V typisch
- spanningsversterking:
  onbelast: 100.000 typisch, 20.000 min.
  bij 4 Ω: 50.000 typisch, 10.000 min.
- stroombegrenzing:
  10 ms: 13 A typisch, 16 A max.
  100 ms: 1,5 A typisch, 0,6 A min.
- vermogensdissipatie:
  100 ms: 100 W typisch, 55 W min.
- thermische weerstand:
  2,3 °C/W typisch, 2,9 °C/W max.

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de LM12CL zijn samengevat in figuur 10/10.2-72.

10.2 Type-beschrijving

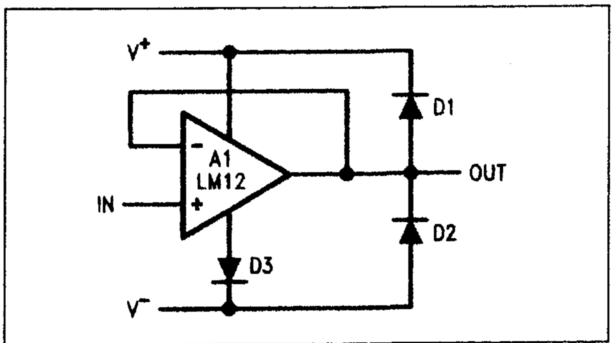


Figuur 10/10.2-72: De belangrijkste specificaties van de LM12CL.

10.2 Type-beschrijving

Clamp dioden

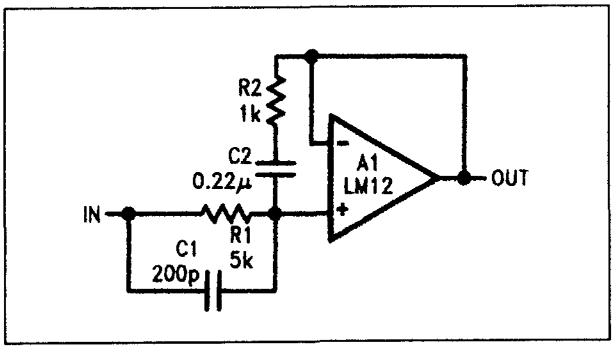
Zoals bij de meeste vermogensschakelingen met symmetrische voeding wordt ook bij de LM12CL het gebruik van clamp diode aan de uitgang ten stelligste aangeraden. Deze dioden, zie figuur 10/10.2-73, zorgen ervoor dat inductieve belastingen nooit tot spanningsopslingeringen die groter zijn dan de voedingsspanningen aanleiding kunnen geven. De twee dioden D1 en D2 moeten een grote piekstroom kunnen geleiden. De diode D3, die niet tot de standaard uitrusting van een voedingsclamp behoort, wordt toch aangeraden als het IC gebruikt wordt voor het aansturen van motoren. Deze diode moet uiteraard in staat zijn de normale stromen die door het IC vloeien te verwerken.



Figuur 10/10.2-73: Het toepassen van een uitgangsclamp wordt aangeraden. Let op de diode D3!

Ingangscompensatie

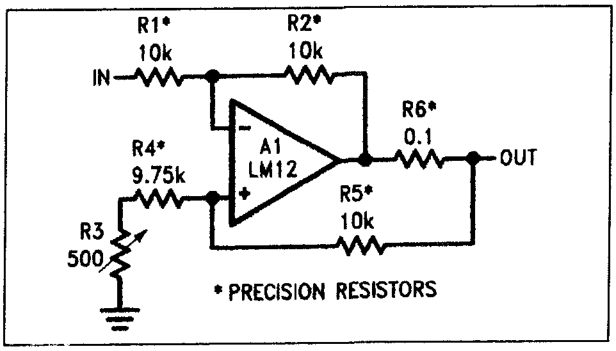
Bij gebruik als spanningsvolger ontstaat er gevaar voor oscillaties, die zich uiten als glitches op het uitgangssignaal. Men kan dit voorkomen door het schema van figuur 10/10.2-74 toe te passen. Hierdoor wordt weliswaar de bandbreedte iets gereduceerd, maar dit weegt niet op tegen de extra stabiliteit die deze ingangscompensatie tot gevolg heeft. De combinatie R2/C2 zorgt voor een HF-tegenkoppeling, die effectief wordt boven ongeveer 100 kHz. De condensator C1 is noodzakelijk voor het compenseren van fasefouten. De IN moet gevoed worden door een schakeling met een uitgangsimpedantie lager dan 1 kΩ.



Figuur 10/10.2-74: Ingangscompensatie wordt aangeraden als de LM12CL wordt toegepast als spanningsvolger.

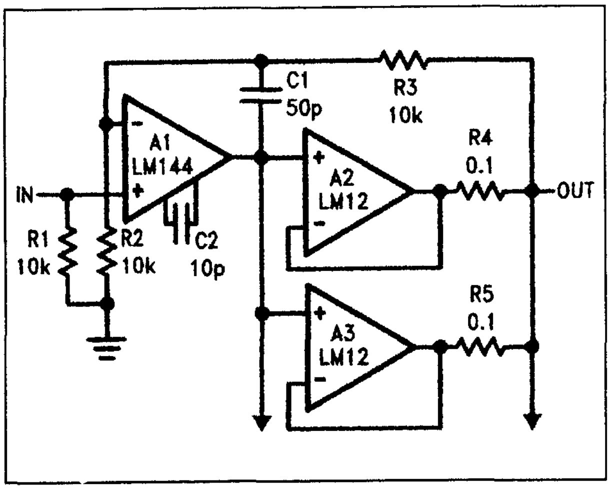
Stroombron

In figuur 10/10.2-75 is een schema getekend, waarbij de LM12CL wordt toegepast als spanning naar stroom omzetter. De uitgangsstroom is recht evenredig met de grootte van de ingangsspanning. Deze schakeling kan bijvoorbeeld worden toegepast voor het aansturen van servomotoren, waar stroomsturing bepaalde inductieve problemen oplost. De uitgangsimpedantie van de schakeling hangt in hoge mate af van de nauwkeurigheid van de weerstanden in de terugkoppeling, de fabrikant adviseert zelfs het gebruik van 0,01 % onderdelen!

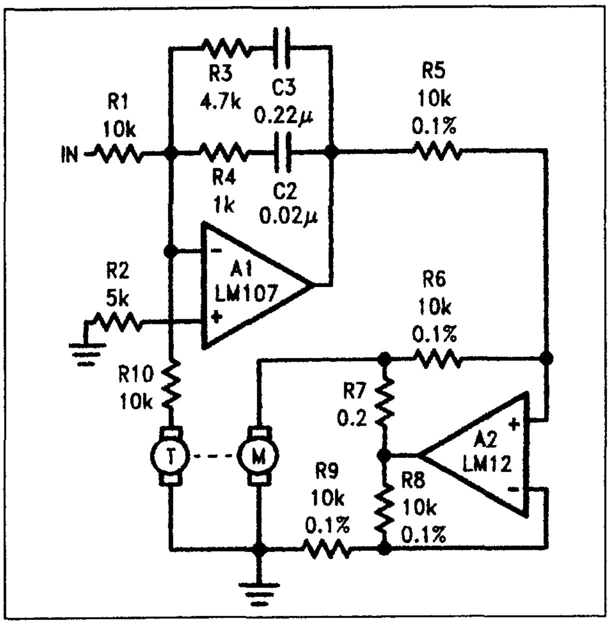


Figuur 10/10.2-75: Een spanning naar stroom omzetter met de LM12CL.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-76: Het parallel schakelen van meerdere LM12CL's.



Figuur 10/10.2-77: Een LM12CL wordt gebruikt voor het aansturen van een motor in een servo-regeling.

Parallel schakelen

Twee of meer LM12C's kunnen volgens het schema van figuur 10/10.2-76 parallel worden geschakeld. De twee schakelingen worden als spanningsvolgers geschakeld, waarbij de twee uitgangen via equaliserweerstanden naar de "echte" uitgang van de schakeling gaan. De niet-inverterende ingangen van alle LM12CL's worden gestuurd uit een standaard op-amp, die natuurlijk wel bestand moet zijn tegen de hoge voedingsspanningen.

Servo versterker

In figuur 10/10.2-77 is het schema getekend van een servo regelsysteem waarbij gebruik wordt gemaakt van een motor/tacho-combinatie. De tacho-generator levert de terugkoppelspanning die noodzakelijk is voor de stabilisatie van het toerental van de motor. Het toerental van de motor is recht evenredig met de ingangsspanning.

CLC452

+/-100 mA, +/-7 V, 130 MHz

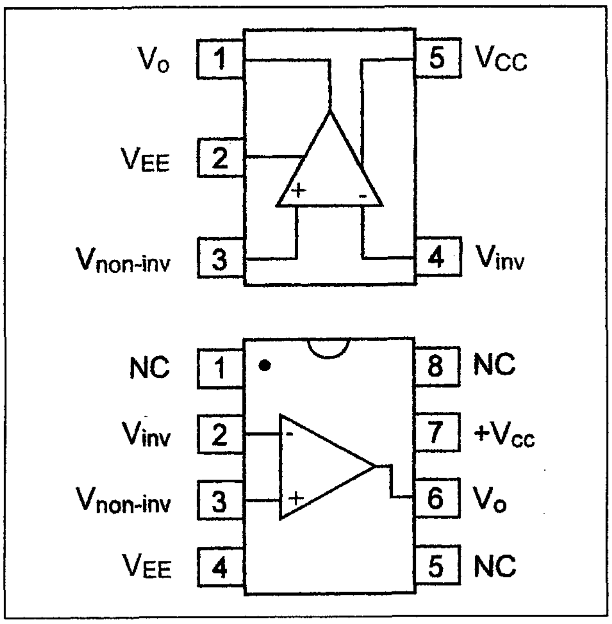
De CLC452 levert +/-100 mA bij een kleinsignaal bandbreedte van 130 MHz. Deze versterker is speciaal ontwikkeld voor het aansturen van 50 Ω of 75 Ω kabels.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8, SOIC-8, SOT23-5
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-78
- voedingsspanning:
  +/-5,0 V min, +/-7,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-3,2 mA typisch, +/-4,0 mA max.
- ingangsspanning:
  +/-4,2 V typisch, +/-4,0 V min.
- uitgangsspanning:
  onbelast: +/-4,0 V typisch, +/-3,7 min.
  100 Ω belasting: +/-3,8 V typisch, +/-3,5 V min.
- uitgangsstroom:
  +/-130 mA typisch, +/-50 mA min.
- uitgangsweerstand:
  60 mΩ typisch, 120 mΩ max.
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 8 mV max.
- biasstroom ingang:
  3 μA typisch, 25 μA max.
- offsetstroom ingang:
  13 μA typisch, 31 μA max.

10.2 Type-beschrijving

- common mode rejection:
  53 dB typisch, 43 dB min.
- power supply rejection:
  48 dB typisch, 43 dB min.
- ingangsimpedantie:
  520 kΩ typisch, 300 kΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,2 pF typisch, 1,8 pF max.
- bandbreedte (-3 dB):
  bij 1,0 V: 160 MHz typisch, 115 MHz min.
  bij 4,0 V: 75 MHz typisch, 55 MHz min.
- bandbreedte (-0,1 dB):
  bij 1 V: 30 MHz typisch, 20 MHz min.
- fase-afwijking bij 30 Hz en 1 V:
  0,1° typisch, 0,3° max.
- stijgtijd bij 2 V stap:
  3,2 ns typisch, 5,0 ns max.
- daaltijd bij 2 V stap:
  3,2 ns typisch, 5,0 ns max.
- settling tijd bij 2 V stap:
  20 ns typisch
- overshoot bij 2 V stap:
  8 % typisch, 15 % max.
- slew rate bij 2 V stap:
  540 V/µs typisch, 350 V/µs min.
- harmonische vervorming:
  tweede bij 2 V, 1 MHz:
  -77 dB typisch, -69 dB min.
  tweede bij 2 V, 5 MHz:
  -69 dB typisch, -61 dB min.
  derde bij 2 V, 1 MHz:
  -72 dB typisch, -66 dB min.
  derde bij 2 V, 5 MHz:
  -58 dB typisch, -52 dB min.
- ingangsruis:
  2,8 nV/Hz^{-1} typisch, 3,8 nV/Hz^{-1} max.
  7,5 pA/Hz^{-1} typisch, 11,0 pA/z^{-1} max.

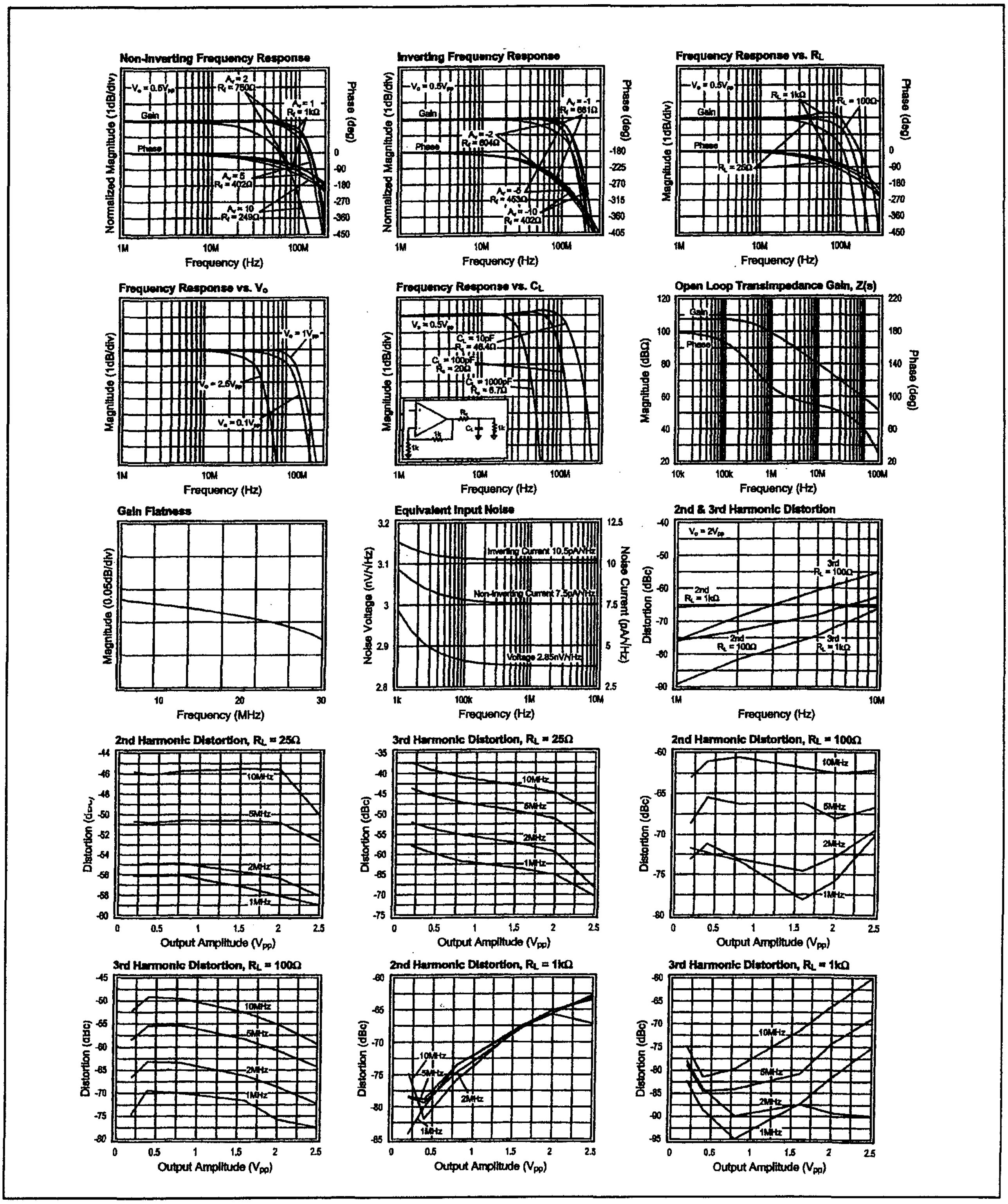


Figuur 10/10.2-78: Aansluitgegevens van de CLC452.

Belangrijkste parameters

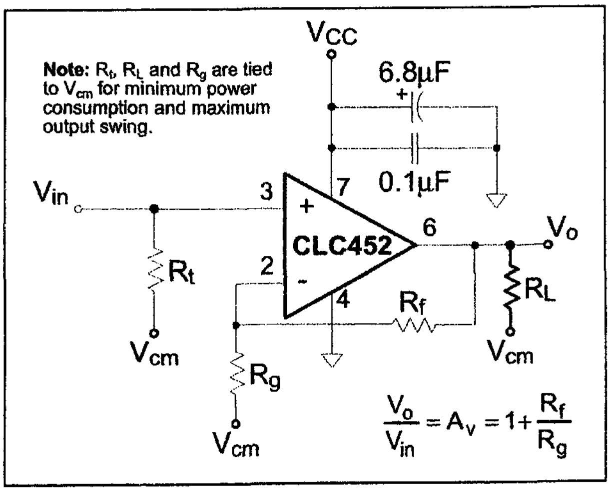
De belangrijkste parameters van de CLC452 zijn samengevat in figuur 10/10.2-79.

10.2 Type-beschrijving

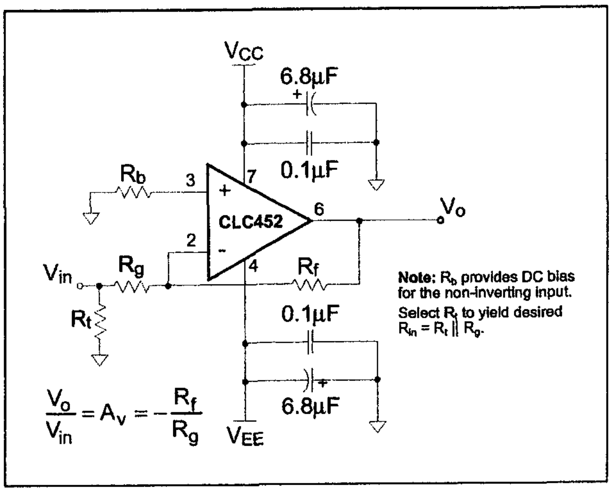


Figuur 10/10.2-79: De belangrijkste parameters van de CLC452.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-80: De CLC452 met enkelvoudige +5 V voeding.



Figuur 10/10.2-81: De CLC452 in een configuratie met symmetrische voeding.

Toepassing met enkelvoudige voeding

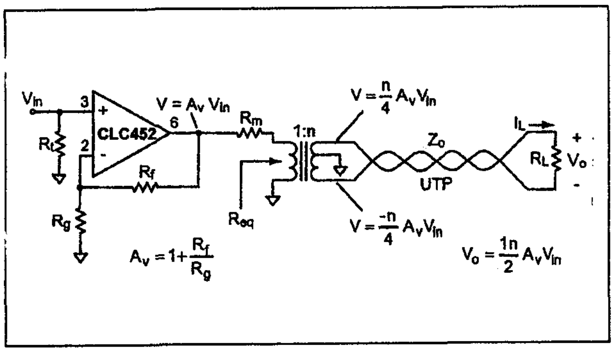
In figuur 10/10.2-80 is getekend hoe de CLC452 gebruikt kan worden met een enkelvoudige voeding van +5 V. Beide ingangen worden door middel van de weerstanden Rt en Rg ingesteld op Vcm, gelijk aan de helft van de voedingsspanning. Met een dergelijke lage voeding kan de ingangsspanning variëren tussen +0,8 V en +4,2 V en kan de uitgangsspanning, bij een belasting met 100 Ω, variëren tussen +1,0 V en +4,0 V.

Symmetrische voeding

In figuur 10/10.2-81 is een toepassing geschetst met symmetrische voeding. De ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen worden gemonteerd. De niet-inverterende ingang moet via de weerstand Rb ingesteld worden op massa-potentiaal.

Twisted pair driver

In figuur 10/10.2-82 is een toepassing getekend, waarbij de CLC452 wordt gebruikt voor het voeden van een UTP-kabel. De weerstand Rm moet gelijk zijn aan de primaire impedantie van de trafo.



Figuur 10/10.2-82: Het voeden van een twisted pair kabel.

OPA501

+/-10 A, +/-40 V, 79 W, 1 MHz

De OPA501 levert uitgangsstromen van maximaal +/-10 A uit voedingsspanningen van maximaal +/-40 V. Het IC verbruikt maximaal 79 W. De vermogensbandbreedte bedraagt 16 kHz.
Twee extern aan te brengen stroomsensor weerstanden en een “Current Sense” ingang verzorgen de uitgangsbeveiling.

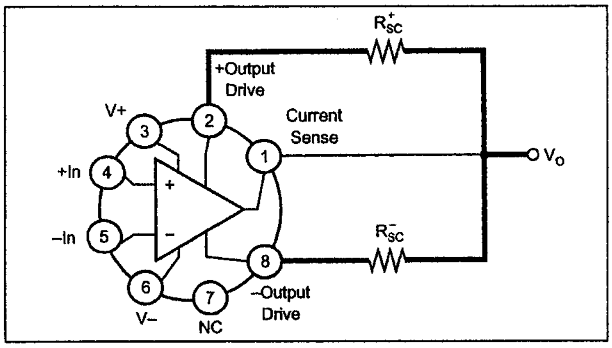
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-83
- intern schema: figuur 10/10.2-84
- voedingsspanning:

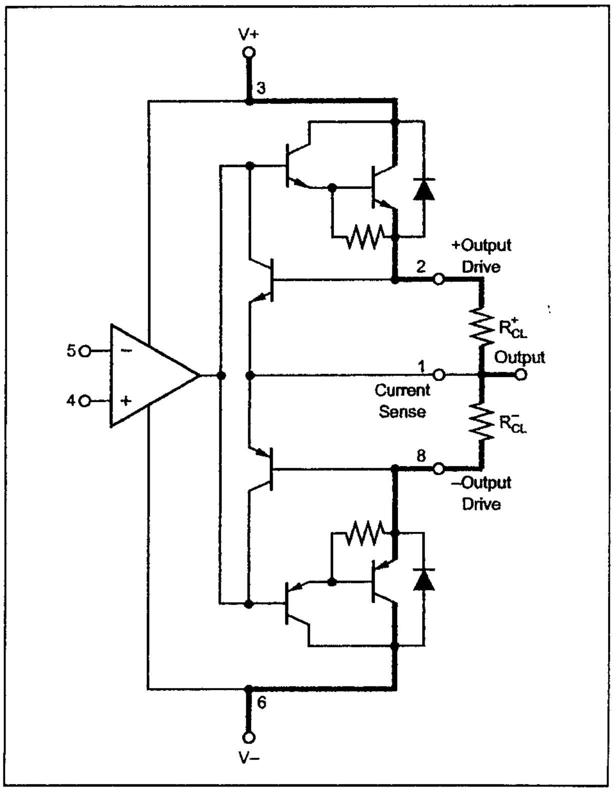
10.2 Type-beschrijving

+/-10,0 V min, +/-40,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-2,6 mA typisch, +/-10,0 mA max.
- offsetspanning ingang:
  5 mV typisch, 10 mV max.
- biasstroom ingang:
  15 nA typisch, 40 nA max.
- offsetstroom ingang:
  5 nA typisch, 10 nA max.
- ingangsimpedantie:
  differentieel: 10 MΩ typisch
  common mode: 250 MΩ typisch
- ingangsruis:
  tot 10 Hz: 3 μV$_{eff}$ typisch
  tot 10 kHz: 5 μV$_{eff}$ typisch
  tot 10 Hz: 20 pA$_{eff}$
  tot 10 kHz: 4,5 pA$_{eff}$ min.
- ingangsspanning:
  voeding +/-3 V typisch
- common mode rejection:
  110 dB typisch, 70 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 8 Ω: 94 dB typisch, 115 dB max.
- vermogensdissipatie:
  79 W max.
- thermische weerstand:
  2,0 °C/W typisch, 2,2 °C/W max.
- uitgangsstroom:
  bij 2 Ω: +/-10 A typisch
- uitgangsspanning:
  bij 10 A: +/-20 V typisch, +/-23 V max.
- bandbreedte:
  kleine signalen: 1 MHz typisch
  bij 40 V en 8 Ω: 10 kHz typisch, 16 kHz max.
- slew-rate: 1,35 V/μs typisch

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de OPA501 zijn samengevat in figuur 10/10.2-85.

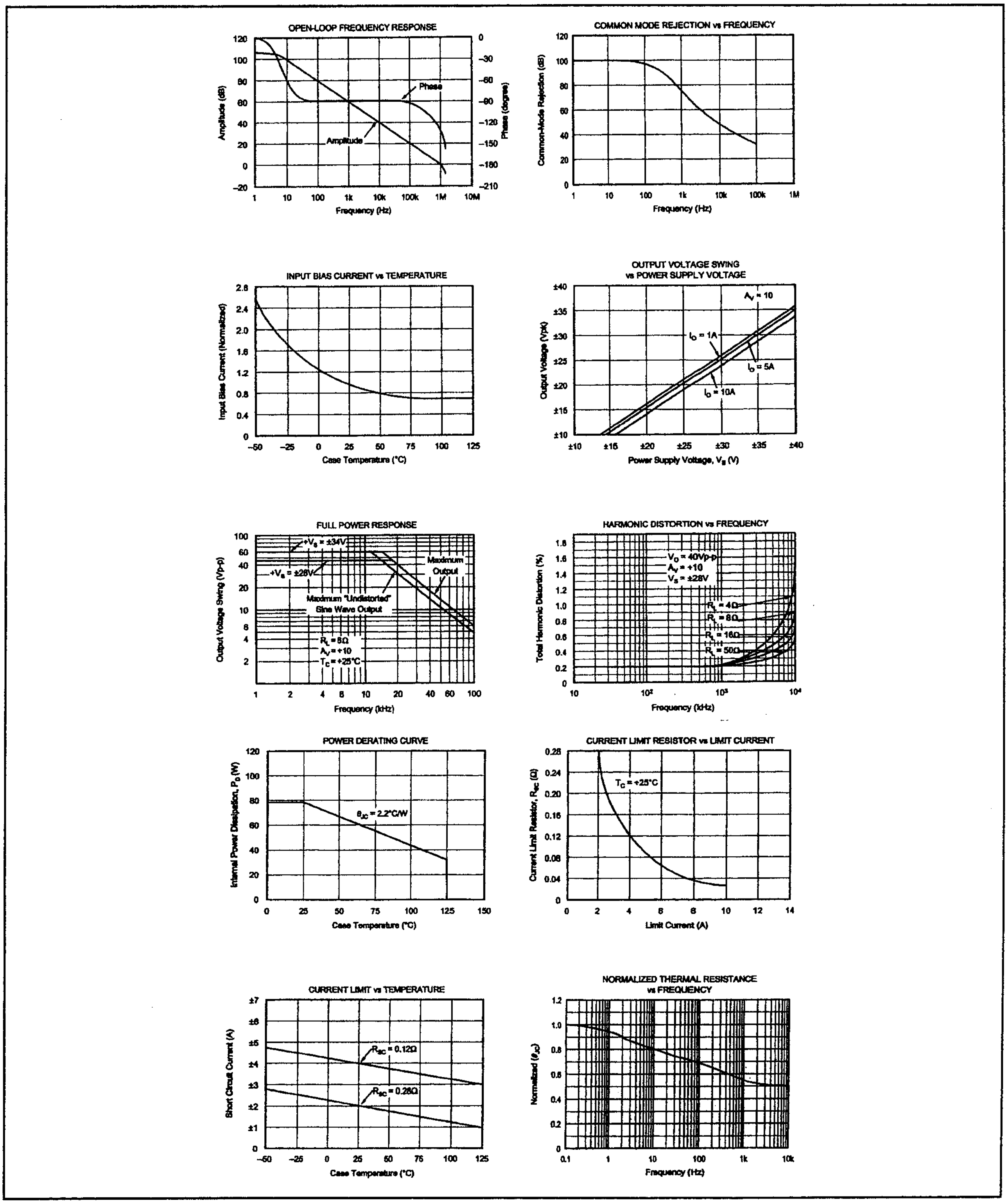


Figuur 10/10.2-83: Aansluitgegevens van de OPA501.



Figuur 10/10.2-84: Intern (blok)schema van de OPA501.

10.2 Type-beschrijving

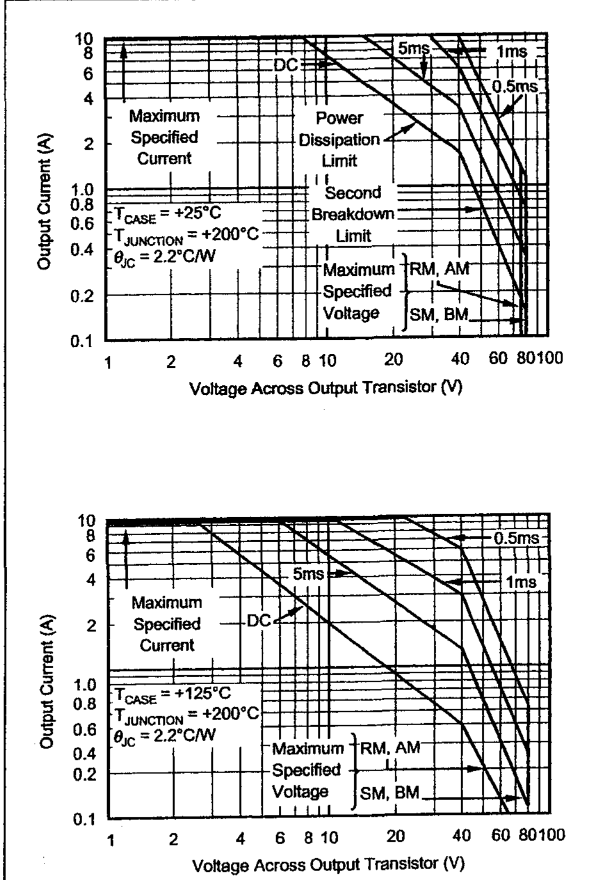


Figuur 10/10.2-85: De belangrijkste parameters van de OPA501.

10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SAO)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-86 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied. De bovenste grafiek geldt voor een chip-temperatuur van +25 °C, de onderste voor een chip-temperatuur van +125 °C.



Figuur 10/10.2-86: Het SAO-gebied voor de eindtransistoren in de OPA501.

Stroombegrenzing

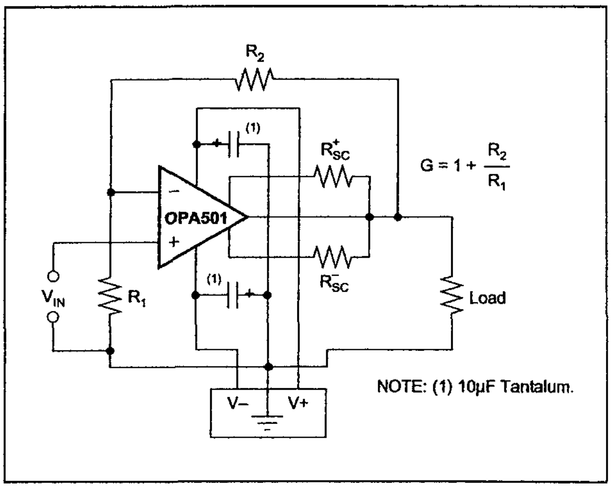
De stroom door de twee eindtransistoren kan begrensd worden door het aanbrengen van twee externe weerstanden R_{CL}, zie figuur 10/10.2-84. De waarde van deze weerstanden kan berekend worden met de formule:

$R_{CL} = [0{,}65/I_{limiet}] - 0{,}0437\ \Omega$

De weerstanden worden doorlopen door de volledige uitgangsstroom, in de meeste gevallen zal men dus draadgewonden weerstanden moeten toepassen.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-87 is de standaard schakeling rond de OPA501 getekend. Uit deze figuur volgt duidelijk hoe men de diverse componenten met de massa moet verbinden. De print moet zo ontworpen worden dat de uitgangsstroom niet door de massaleidingen van de ingang kan afvloeien. De twee voedingsaansluitingen van de OPA501 moeten, zo dicht moeilijk bij de IC-pennen, ontkoppeld worden met tantaal condensatoren van 10 µF.



Figuur 10/10.2-87: Het standaard schema rond de OPA501.

OPA502

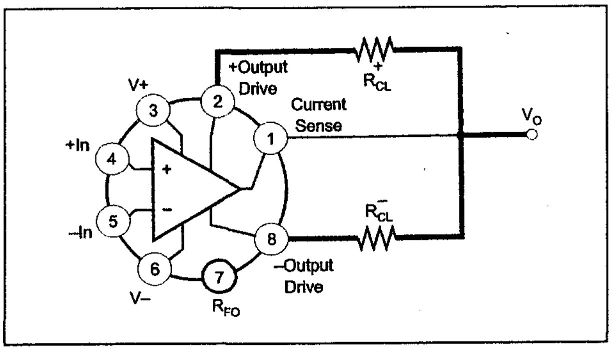
+/-10 A, +/-45 V, 75 W, 2 MHz

De OPA502 levert uitgangsstromen van maximaal +/-10 A uit voedingsspanningen van maximaal +/-45 V. Het IC verbruikt maximaal 75 W. De klein signaal bandbreedte bedraagt 2 MHz. De ingangstrap zijn uitgerust met FET's waardoor een zeer lage biasstroom van 200 pA max. te verklaren is. De eindtrappen werken in klasse A/B, waardoor de cross-over vervorming zeer laag is: bij een belasting van 8 Ω en een uitgangs-

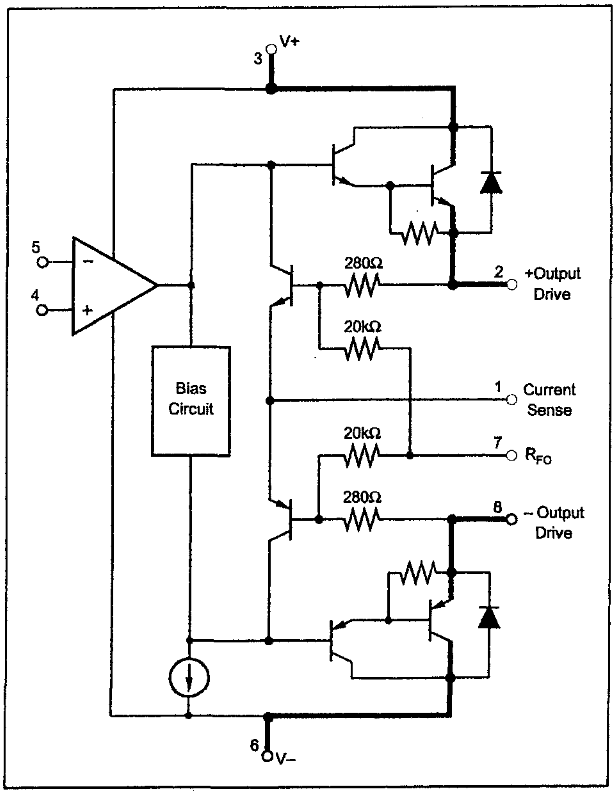
spanning van +/-20 V ligt de harmonische vervorming bij 20 kHz bij 0,06 % typisch. Twee extern aan te brengen stroomsensor weerstanden en een "Current Sense" ingang verzorgen de uitgangsbeveiling. Via een FO-pen kan men de stroombegrenzing volgens het "fold-over"-principe laten verlopen.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-88
- intern schema: figuur 10/10.2-89
- voedingsspanning:
  +/-10,0 V min, +/-45,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-10,0 mA typisch, +/-25,0 mA max.
- offsetspanning ingang:
  0,5 mV typisch, 5,0 mV max.
- biasstroom ingang:
  12 pA typisch, 200 pA max.
- offsetstroom ingang:
  3 pA typisch, 5 pA max.
- ingangsimpedantie:
  differentieel: 10^{12} Ω typisch
  common mode: 10^{12} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  5 pF typisch
- ingangsruis:
  tot 1 kHz: 25 nV/Hz^{-1} typisch
  tot 1 kHz: 3 fA/Hz^{-1} typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-5 V typisch
- common mode rejection:
  106 dB typisch, 74 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 6 Ω: 92 dB typisch, 103 dB max.
- vermogensdissipatie:
  75 W max.
- thermische weerstand:
  1,25 °C/W typisch, 1,4 °C/W max.
- uitgangsstroom:
  bij 2 Ω: +/-10 A typisch
- uitgangsspanning:
  bij 10 A: voeding +/-6 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  2,0 MHz typisch
- slew-rate:
  5,0 V/μs typisch, 10,0 V/μs max.
- harmonische vervorming:
  bij 20 kHz, +/-20 V en A=3: 0,06 % typisch



Figuur 10/10.2-88: Aansluitgegevens van de OPA502.

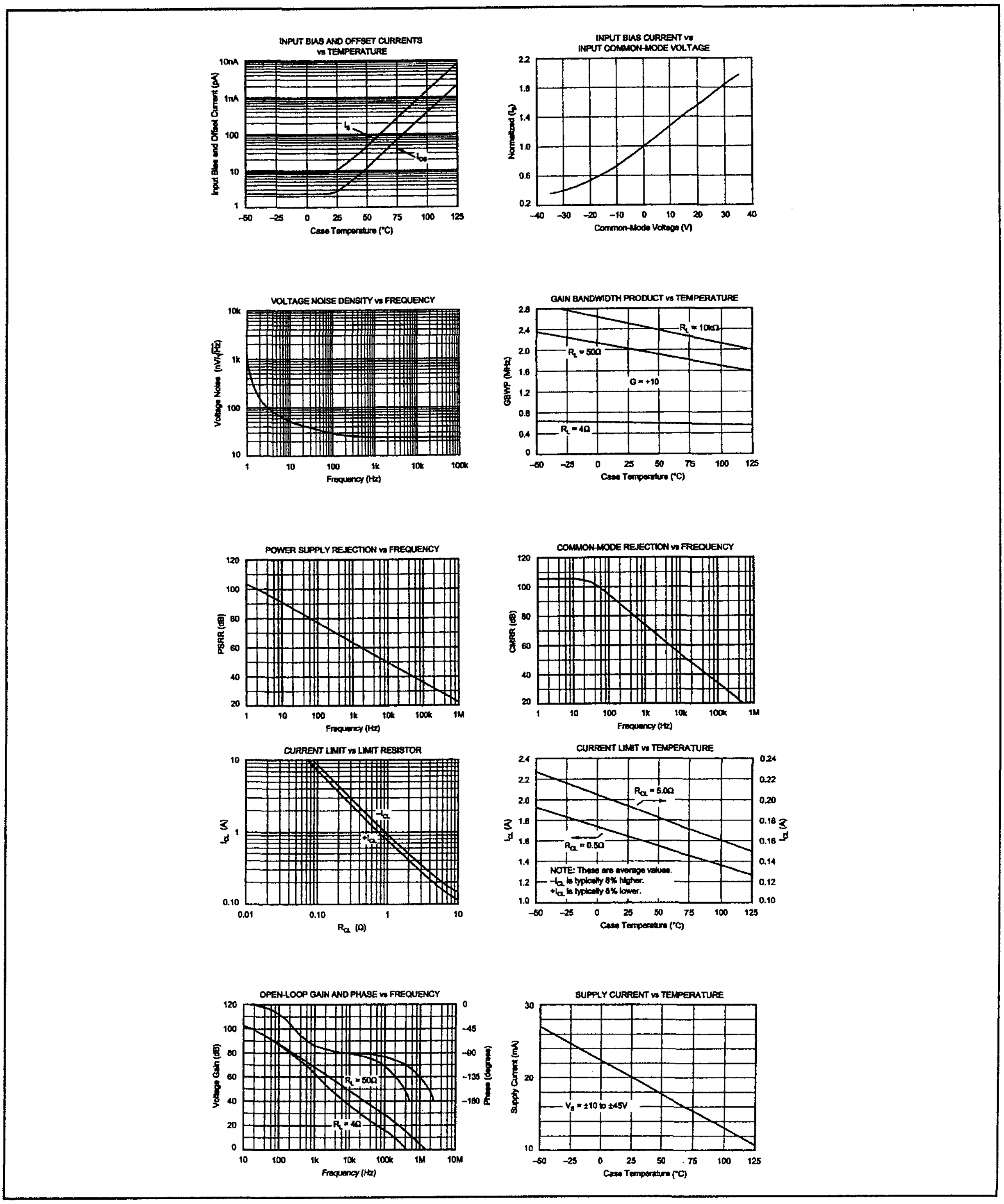


Figuur 10/10.2-89: Intern (blok)schema van de OPA502.

Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de OPA502 zijn samengevat in figuur 10/10.2-90.

10.2 Type-beschrijving

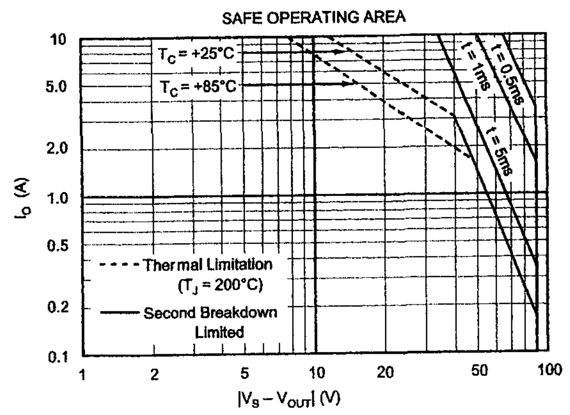


Figuur 10/10.2-90: De belangrijkste parameters van de OPA502.

10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SAO)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-91 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.



Figuur 10/10.2-91: Het SAO-gebied voor de eindtransistoren in de OPA502.

Stroombegrenzing

De stroom door de twee eindtransistoren kan begrensd worden door het aanbrengen van twee externe weerstanden R_{CL} tussen de pennen 2/1 en 8/1. Door bovendien een weerstand R_{FO} te schakelen tussen pen 7 en de massa kan men de stroombegrenzing laten verlopen volgens het "fold-over"-principe. De maximale uitgangsstroom wordt dan afhankelijk van de spanning op de uitgangspen. De waarde van de uitgangsstroom kan berekend worden met de formule die in figuur 10/10.2-92 is gegeven.

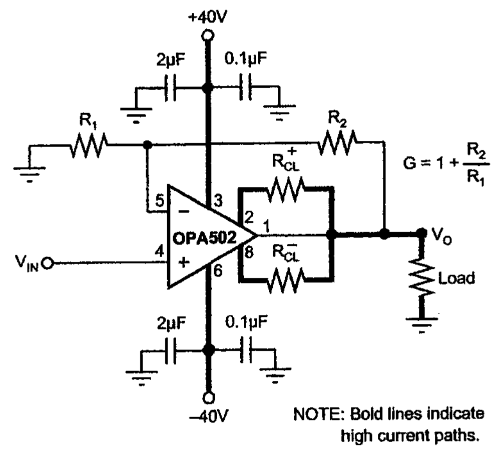
Hierin is:

- V_O: de uitgangsspanning van de versterker;
- R_{FO}: de waarde van de FO-weerstand in kΩ;
- R_{CL}: de waarde van de stroombegrenzende weerstanden in Ω.

De weerstanden R_{CL} worden doorlopen door de volledige uitgangsstroom, in de meeste gevallen zal men dus draadgewonden weerstanden moeten toepassen.

$$I_{LIMIT} = \frac{0.81 + \left(\dfrac{0.28\ V_O}{R_{FO} + 20}\right)}{R_{CL}} + 0.03$$

Figuur 10/10.2-92: Het berekenen van de maximale waarde van de uitgangsstroom.



R_{CL} (Ω)	I_{CL} at 25°C (A)	Power Dissipation[1] of R_{CL} (W)
10	0.11	0.12
5	0.19	0.18
2	0.44	0.39
1	0.78	0.61
0.68	1.22	1.0
0.5	1.65	1.4
0.3	2.73	2.2
0.2	4.0	3.2
0.15	5.4	4.4
0.1	8.1	6.6

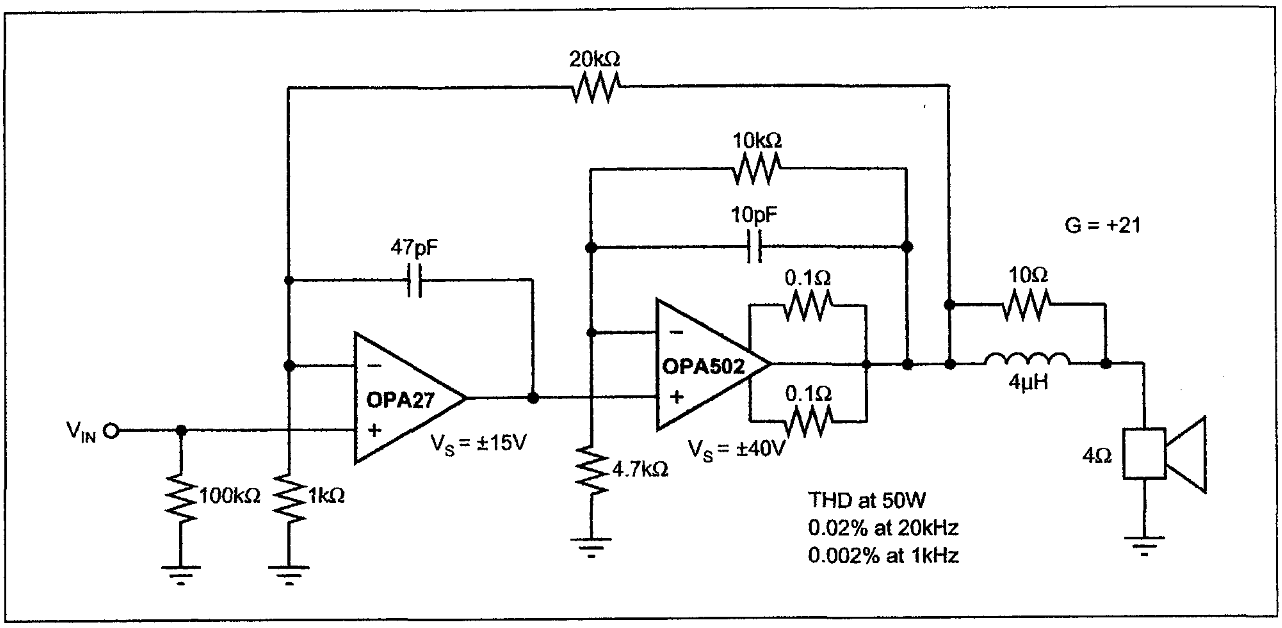
NOTE 1: Power dissipation during continuous current limit at T_{CASE} = +25°C.

Figuur 10/10.2-93: Het standaard schema rond de OPA502.

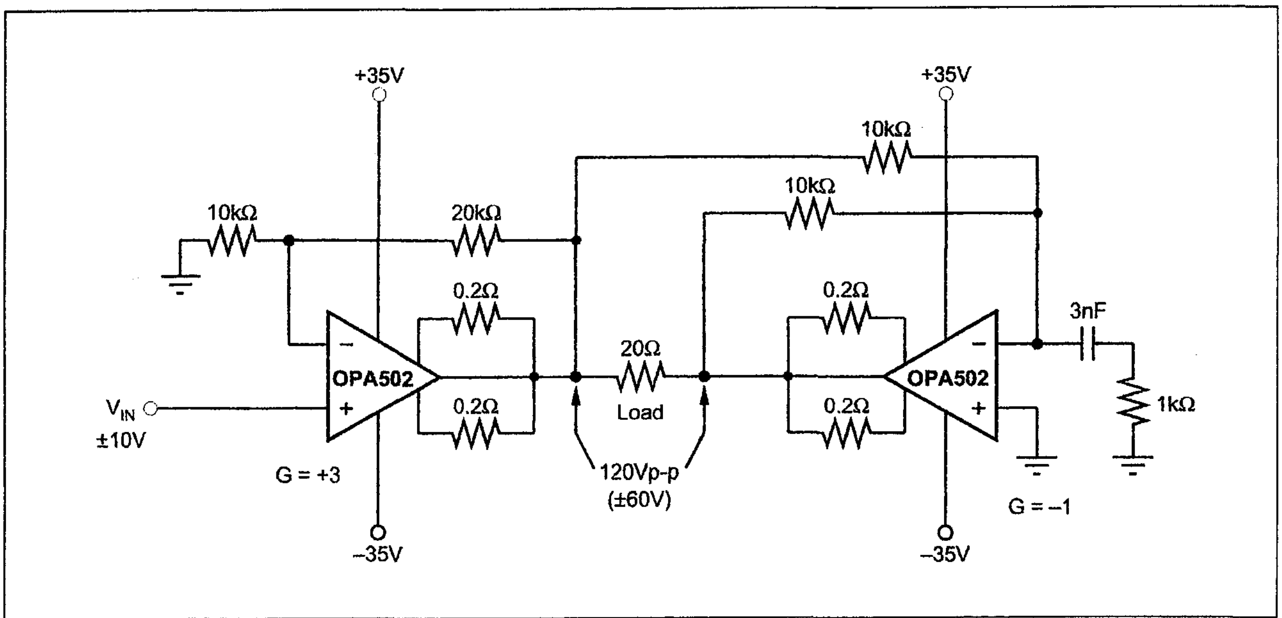
Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-93 is de standaard schakeling rond de OPA502 getekend.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-94: Een audio eindversterker met de OPA502.



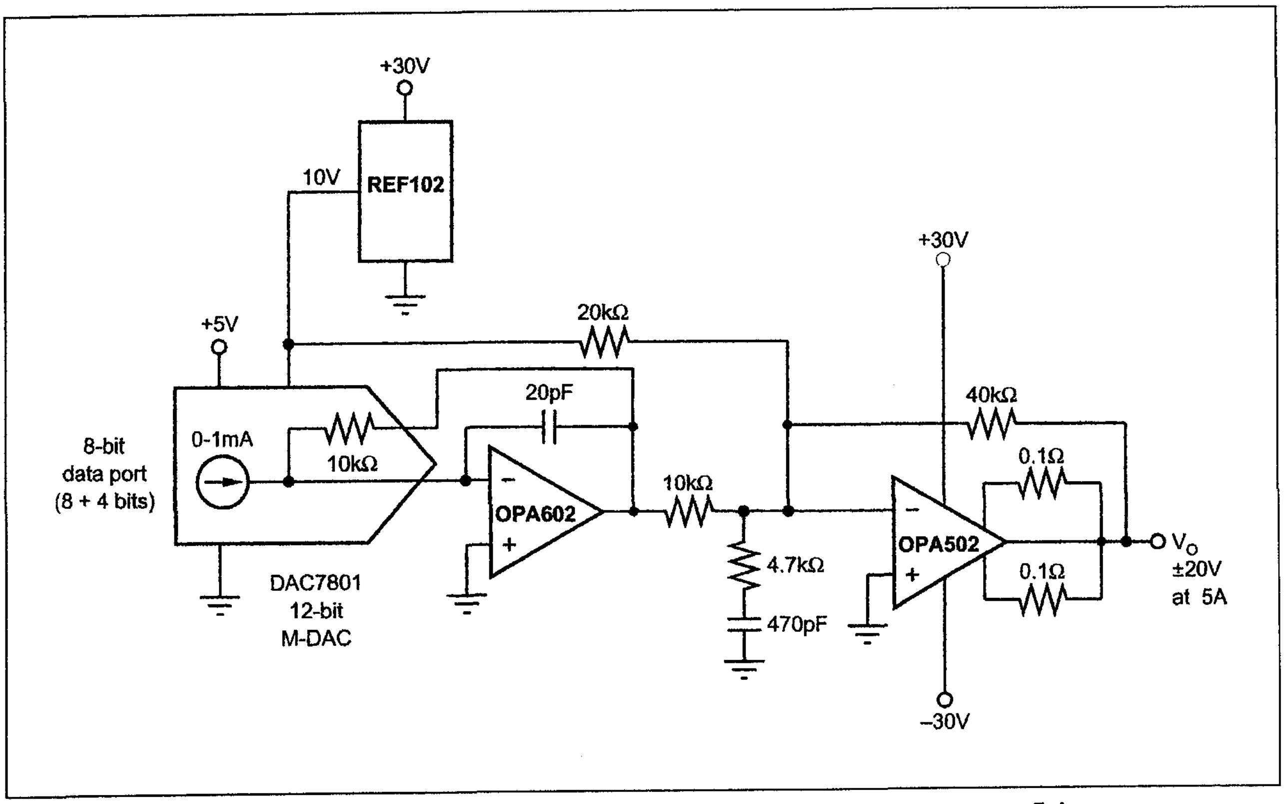
Figuur 10/10.2-95: Een brugversterker met 2 x OPA502.

De print moet zo ontworpen worden dat de uitgangsstroom niet door de massaleidingen van de ingang kan afvloeien. De twee voedingsaansluitingen van de OPA552 moeten, zo dicht moeilijk bij de IC-pennen, ontkoppeld worden met tantaal condensatoren van 2 μF, parallel geschakeld met ceramische condensatoren van 100 nF.

Laagfrequent eindversterker

Dank zij zijn uitstekende specificaties wordt de OPA502 aanbevolen voor audio eindversterkers. In figuur 10/10.2-94 is het schema van een 50 W versterker getekend, met een totale harmonische vervorming van slechts 0,002 % bij 50 W en 1 kHz en slechts 0,02 % bij 20 kHz en 50 W.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-96: Een digitaal programmeerbare voeding met een uitgangsstroom van 5 A.

Brugschakeling
Door de uitstekende bandbreedte en lage fasevervorming kan de OPA502 ook goed gebruikt worden bij het samenstellen van brugversterkers. In figuur 10/10.2-95 is het schema van een dergelijke versterker getekend, die een top-tot-top spanning van 120 V kan leveren over een belasting van 20 Ω. De linker versterker is geschakeld als niet-inverterende versterker, de rechter als inverterende -1 versterker. Het uitgangssignaal van de linker versterker wordt gebruikt om de rechter versterker te sturen.

Digitaal instelbare voeding
In figuur 10/10.2-96 is het schema getekend van een digitaal instelbare voeding die +/-20 V kan leveren bij een maximale stroom van 5 A. De waarde van de uitgangsspanning wordt ingesteld met een 8 bit breed woord dat via de DAC7801 word omgezet in een stroom. Deze stroom wordt via de OPA602 omgezet in een spanning die de ingang van de OPA502 aanstuurt. De stabilisatie van de uitgangsspanning wordt verzorgd door de terugkoppelweerstand van 40 kΩ.

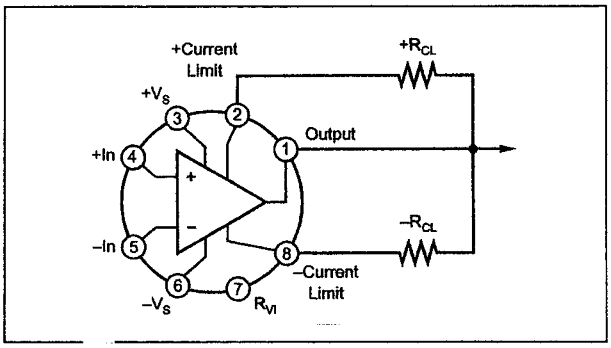
OPA512

+/-15 A, +/-50 V, 125 W, 4 MHz
De OPA512 levert uitgangsstromen van maximaal +/-15 A uit voedingsspanningen van maximaal +/-50 V. Het IC verbruikt maximaal 125 W. De vermogensbandbreedte bedraagt 20 kHz.
Twee extern aan te brengen stroomsensor weerstanden en een "Current Sense" ingang verzorgen de uitgangsbeveiling. Via een VI-pen kan men de stroombegrenzing volgens het "fold-over"-principe laten verlopen.

Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-97
- intern schema: figuur 10/10.2-98

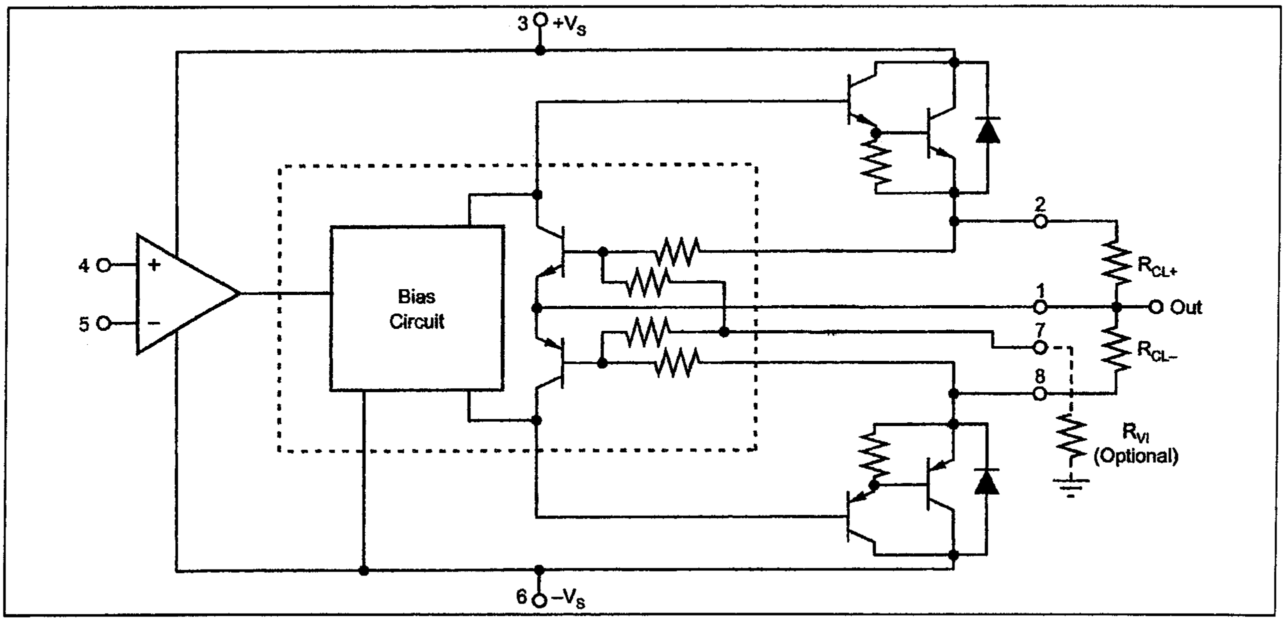
10.2 Type-beschrijving

- voedingsspanning:
  +/-10,0 V min, +/-50,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-25 mA typisch, +/-35 mA max.
- offsetspanning ingang:
  2 mV typisch, 6 mV max.
- biasstroom ingang:
  12 nA typisch, 30 nA max.
- offsetstroom ingang:
  12 nA typisch, 30 nA max.
- ingangsimpedantie:
  200 MΩ typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-5 V typisch
- common mode rejection:
  100 dB typisch, 74 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 1 kΩ: 110 dB typisch
  bij 8 Ω: 96 dB typisch
- vermogensdissipatie:
  125 W max.
- thermische weerstand:
  1,25 °C/W typisch, 1,4 °C/W max.
- uitgangsstroom:
  15 A typisch piek
- uitgangsspanning:
  bij 10 A: voeding +/-6 V typisch
- bandbreedte:
  kleine signalen: 13 MHz typisch
- versterking-bandbreedte product:
  bij 8 Ω: 4 MHz
- slew-rate:
  4,0 V/µs typisch, 2,5 V/µs min.



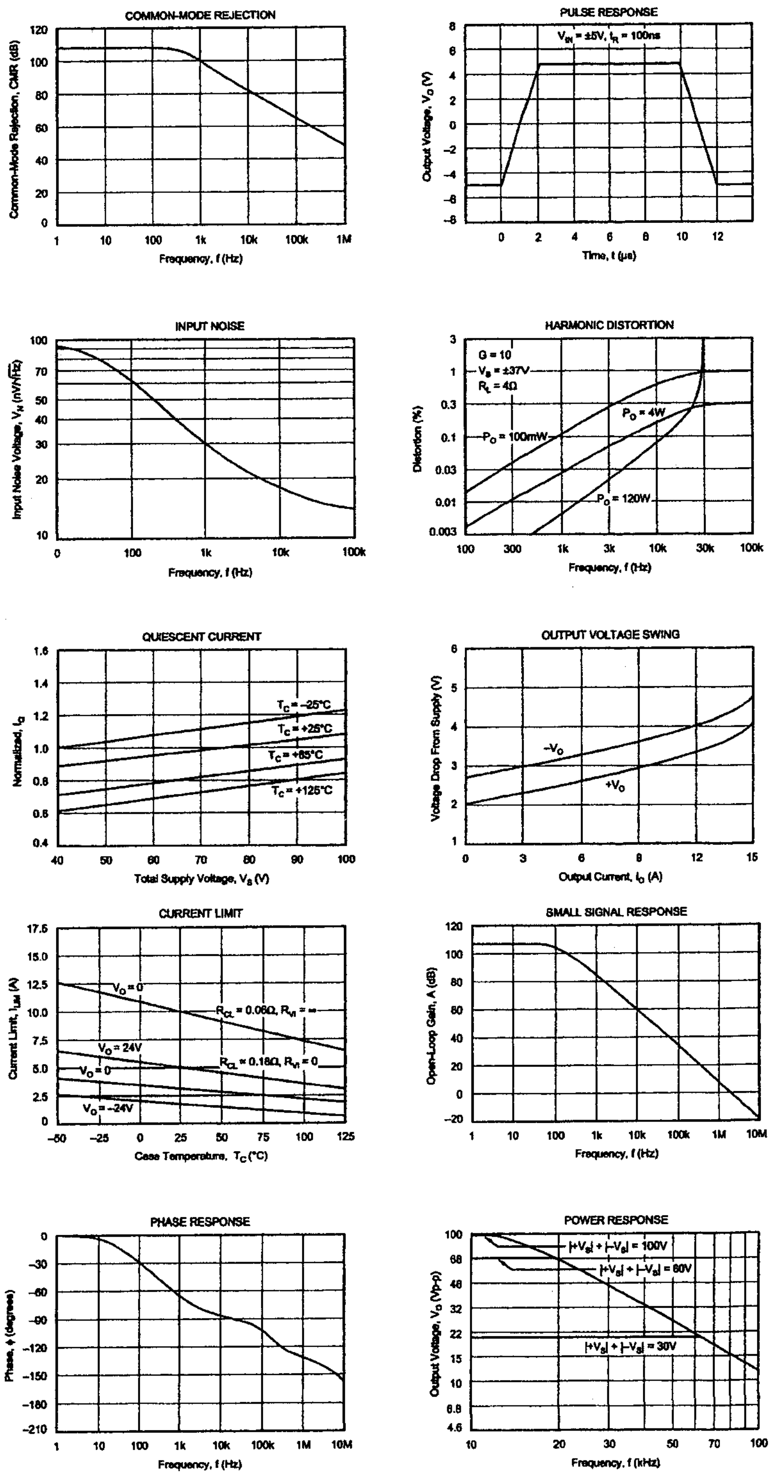
Figuur 10/10.2-97: Aansluitgegevens van de OPA512.

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de OPA512 zijn samengevat in figuur 10/10.2-99.



Figuur 10/10.2-98: Intern (blok)schema van de OPA512.

10.2 Type-beschrijving

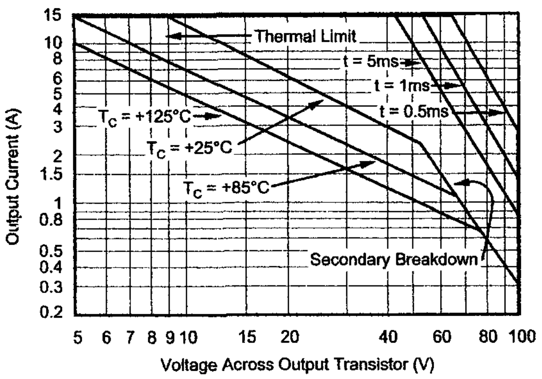


Figuur 10/10.2-99: De belangrijkste parameters van de OPA512.

10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SAO)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-100 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.



Figuur 10/10.2-100: Het SAO-gebied voor de eindtransistoren in de OPA512.

Stroombegrenzing

De stroom door de twee eindtransistoren kan begrensd worden door het aanbrengen van twee externe weerstanden R_{CL}, zie figuur 10/10.2-89. Door bovendien een weerstand R_{VI} te schakelen tussen pen 7 en de massa kan men de stroombegrenzing laten verlopen volgens het "fold-over"-principe. De maximale uitgangsstroom wordt dan afhankelijk van de spanning op de uitgangspen. De waarde van de uitgangsstroom kan berekend worden met de formule die in figuur 10/10.2-101 is gegeven.

Hierin is:

- V_O: de uitgangsspanning van de versterker;
- R_{VI}: waarde van de VI-weerstand in kΩ;
- R_{CL}: de waarde van de stroombegrenzende weerstanden in Ω.

De weerstanden R_{CL} worden doorlopen door de volledige uitgangsstroom, in de meeste gevallen zal men dus draadgewonden weerstanden moeten toepassen.

$$I_{LIMIT} = \frac{0.65 + \dfrac{0.28\ V_O}{20 + R_{VI}}}{R_{CL} + 0.007}$$

Figuur 10/10.2-101: Het berekenen van de maximale waarde van de uitgangsstroom.

OPA541

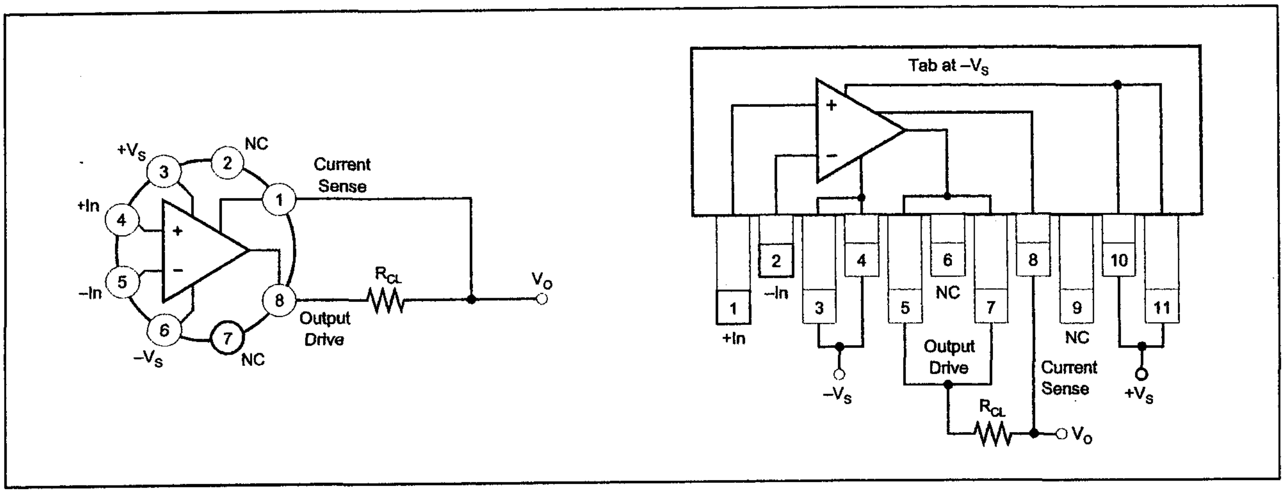
+/-5 A, +/-35 V, 125 W, 1,6 MHz

De OPA541 levert uitgangsstromen van maximaal +/-5 A continu en +/-10 A piek uit voedingsspanningen van maximaal +/-35 V. Het IC verbruikt maximaal 125 W. De vermogensbandbreedte bedraagt 45 kHz. De uitgangstrap heeft een semi-complementaire structuur. De ingangstrappen bestaan uit een FET verschilversterker. Hierdoor worden zeer lage waarden van biasstroom mogelijk: 4 pA typisch. De maximale uitgangsstroom kan begrensd worden door het aanbrengen van één externe weerstand tussen de uitgang van het IC en de belasting. De spanning over deze weerstand word teruggekoppeld naar de "Current sense"-ingang van het IC.

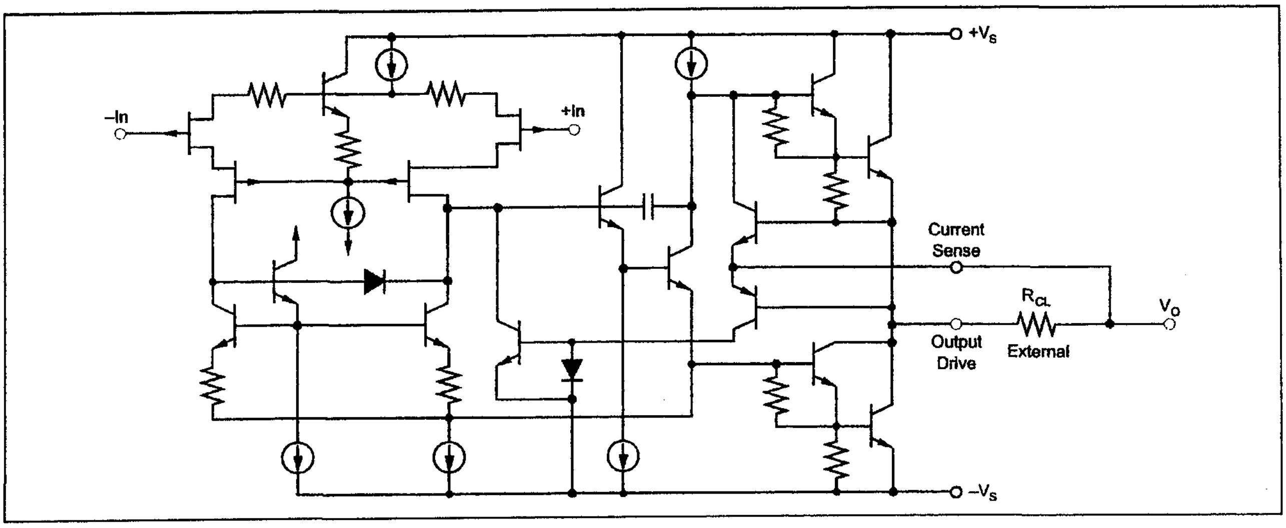
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 8-pens TO-3, 11-pens plastic
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-102
- intern schema: figuur 10/10.2-103
- voedingsspanning:
  +/-10,0 V min, +/-35,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-10 mA typisch, +/-25 mA max.
- offsetspanning ingang:
  2 mV typisch, 10 mV max.
- biasstroom ingang:
  4 pA typisch, 50 pA max.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-102: Aansluitgegevens van de OPA541.

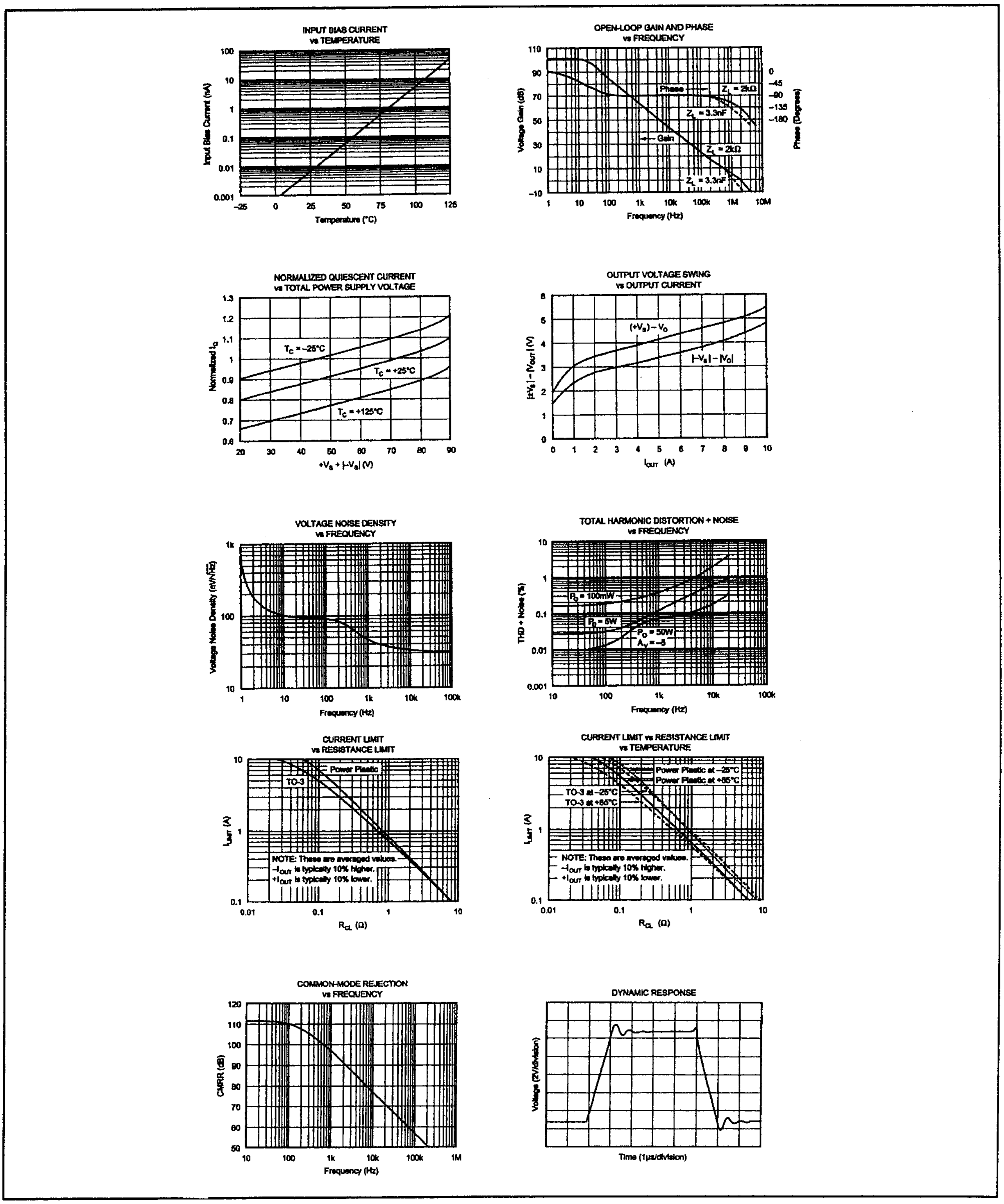


Figuur 10/10.2-103: Intern (blok)schema van de OPA541.

- offsetstroom ingang:
  1 pA typisch, 30 pA max.
- ingangsimpedantie:
  1 TΩ typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-6 V typisch
- common mode rejection:
  113 dB typisch, 95 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 6 Ω: 97 dB typisch, 90 dB min.
- vermogensdissipatie:
  125 W max.
- thermische weerstand:
  2,5 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  5 A typisch continu, 10 A typisch piek
- uitgangsspanning:
  bij 10 A: voeding +/-5,5 V typisch
- vermogensbandbreedte:
  bij 8 Ω en 20 V: 55 kHz typisch, 45 kHz min.
- versterking-bandbreedte product:
  bij 6 Ω: 1,6 MHz
- slew-rate:
  6,0 V/µs typisch, 10 V/µs max.
- settling tijd: bij 2 V: 2 µs typisch

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de OPA541 zijn samengevat in figuur 10/10.2-104.

10.2 Type-beschrijving

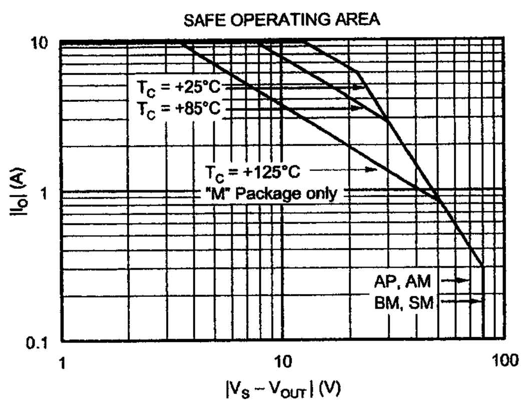


Figuur 10/10.2-104: De belangrijkste parameters van de OPA541.

10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SAO)

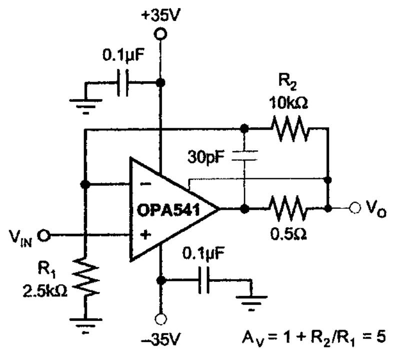
De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-105 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.



Figuur 10/10.2-105: Het SAO-gebied voor de eindtransistoren in de OPA541.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-106 is het standaard schema rond de OPA541 getekend. In dit geval wordt een niet-inverterende versterker voorgesteld met een spanningsversterking van x5. De twee ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC opgenomen worden.



Figuur 10/10.2-106: Een niet-inverterende versterker rond de OPA541.

Stroombegrenzing

De stroom door de twee eindtransistoren kan begrensd worden door het aanbrengen van slechts één externe weerstand R_{CL}, zie figuur 10/10.2-103. De waarde van de weerstand kan berekend worden met de formule:

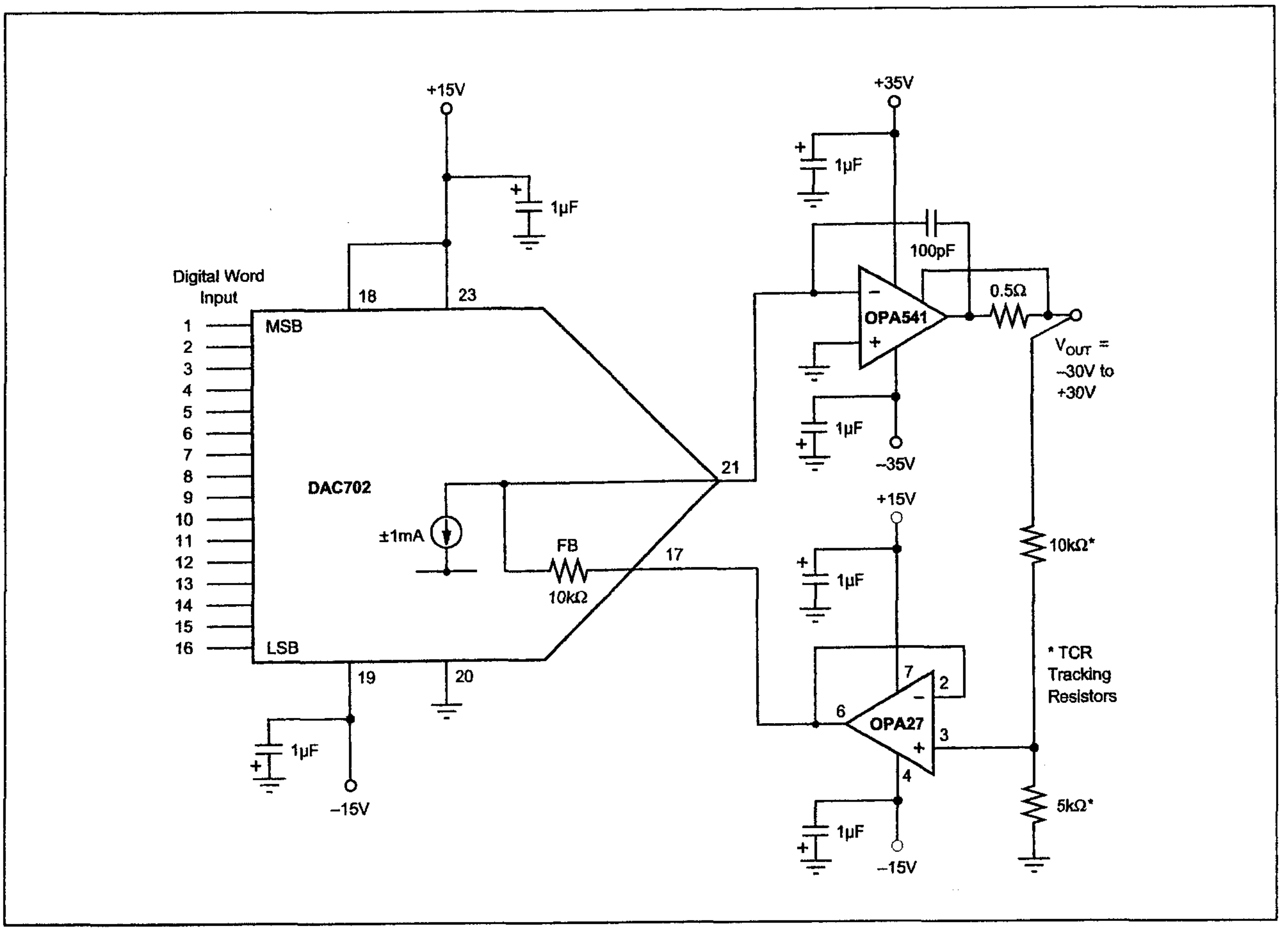
$R_{CL} = [0{,}809/I_{LIM}] - 0{,}057\ \Omega$

De weerstand R_{CL} wordt doorlopen door de volledige uitgangsstroom, in de meeste gevallen zal men dus een draadgewonden weerstand moeten toepassen.

Digitaal instelbare voeding

In figuur 10/10.2-107 wordt een digitaal instelbare voeding voorgesteld, waarvan de uitgangsspanning door middel van een 16 bit breed woord kan ingesteld worden tussen -30 V en +30 V. De stabilisatie van de uitgangsspanning komt tot stand door de uitgangsspanning via de spanningsdeler 10 kΩ/5 kΩ via de OPA27 terug te koppelen naar de feedback-weerstand in de DAC702.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-107: Een digitaal instelbare voeding met de OPA541.

OPA544

+/-2 A, +/-35 V, 65 W, 1,4 MHz

De OPA544 levert uitgangsstromen van maximaal +/-2 A continu uit voedingsspanningen van maximaal +/-35 V. Het IC verbruikt maximaal 65 W. De ingangstrappen bestaan uit een FET verschilversterker. Hierdoor worden zeer lage waarden van biasstroom mogelijk: 15 pA typisch. De maximale uitgangsstroom wordt intern beperkt en het IC heeft een overtemperatuur beveiliging. Deze vermogen op-amp is ook leverbaar in SMA-behuizing.

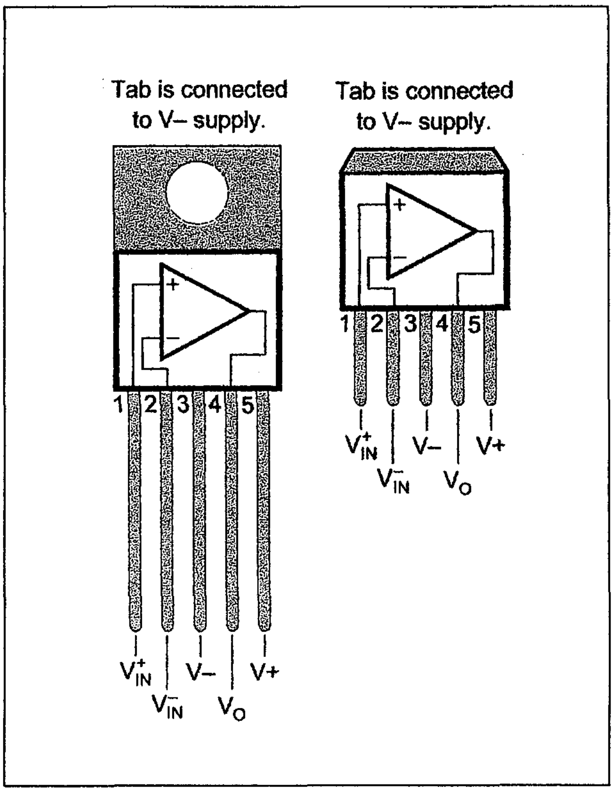
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 5-pens TO-220, 5-pens SMA
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-108
- voedingsspanning:
  +/-10,0 V min, +/-35,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-12 mA typisch, +/-15 mA max.
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 5 mV max.
- biasstroom ingang:
  15 pA typisch, 100 pA max.
- offsetstroom ingang:
  10 pA typisch, 100 pA max.
- ingangsimpedantie:
  10^{12} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  8 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-6 V typisch
- common mode rejection:

10.2 Type-beschrijving

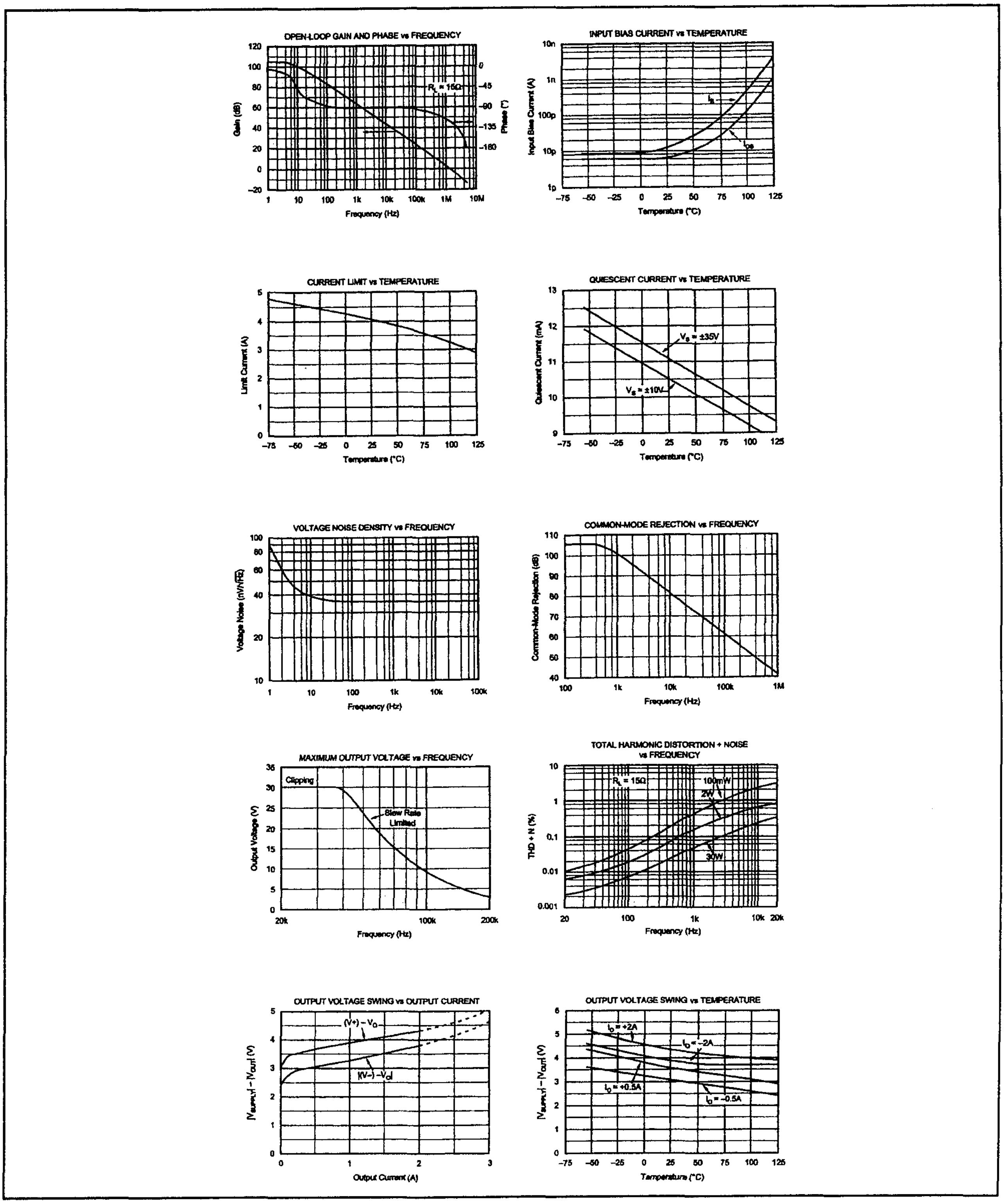
106 dB typisch, 90 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 1 kΩ: 103 dB typisch, 90 dB min.
- vermogensdissipatie:
  65 W max.
- thermische weerstand:
  2,7 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  2 A typisch continu
- kortsluitstroom:
  4 A typisch
- uitgangsspanning:
  bij 2 A: voeding +/-5,0 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  bij 15 Ω: 1,4 MHz
- slew-rate:
  5,0 V/μs typisch, 8,0 V/μs max.
- settling tijd:
  bij 60 V: 25 μs typisch

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de OPA544 zijn samengevat in figuur 10/10.2-109.



Figuur 10/10.2-108: Aansluitgegevens van de OPA544.

10.2 Type-beschrijving

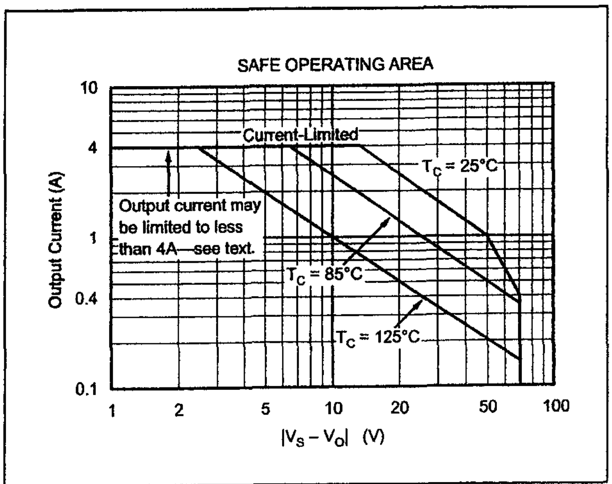


Figuur 10/10.2-109: De belangrijkste parameters van de OPA544.

10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SAO)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-110 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.



Figuur 10/10.2-110: Het SAO-gebied voor de eindtransistoren in de OPA544.

Stroombegrenzing

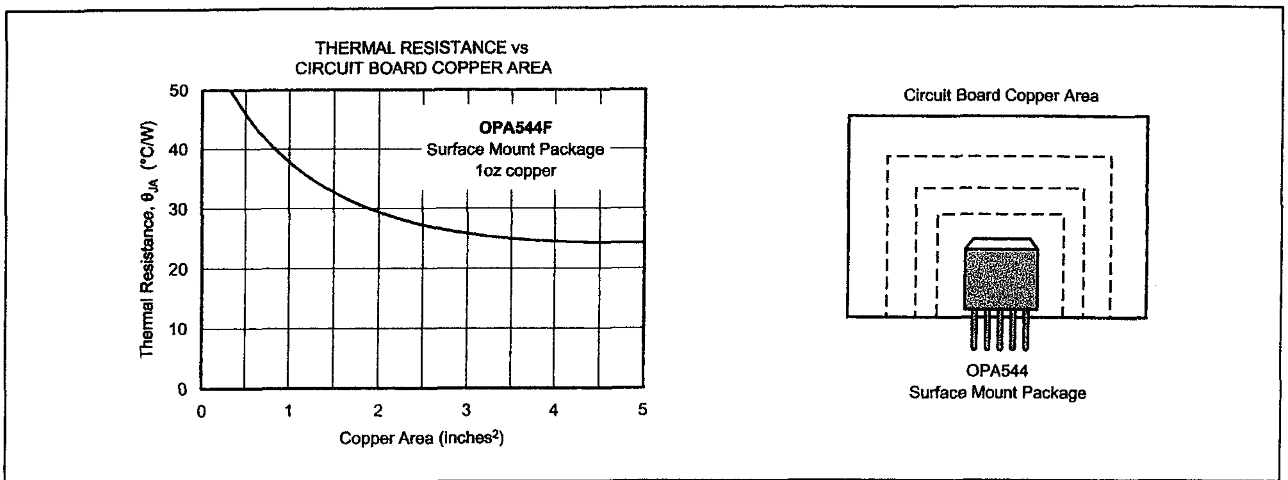
De stroom door de twee eindtransistoren wordt begrensd door een interne schakeling, die niet aanpasbaar is. De schakeling begrenst de uitgangsstroom op ongeveer 4 A, een waarde die in geringe mate afhankelijk is van de temperatuur van de chip. De schakeling is echter niet effectief tegen kortsluiting van de uitgang naar de massa.

Koeling van de SMD-uitvoering

De SMD-uitvoering van de OPA544 moet gesoldeerd worden op een koperoppervlak op de print. De thermische beveiliging gaat werken bij een chip-temperatuur van ongeveer 155 °C, zodat rekening houdende met de externe temperatuur de chip-temperatuur nooit met meer dan 125 °C mag stijgen door het gedissipeerde vermogen. Uit de grafiek van figuur 10/10.2-111 kan men het noodzakelijke oppervlak van de koperen koelplaat afleiden.

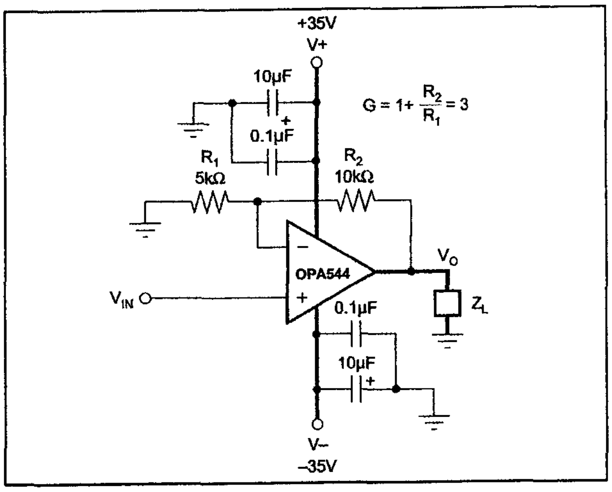
Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-112 is het standaard schema rond de OPA544 getekend. In dit geval wordt een niet-inverterende versterker voorgesteld.
De vier ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC opgenomen worden.

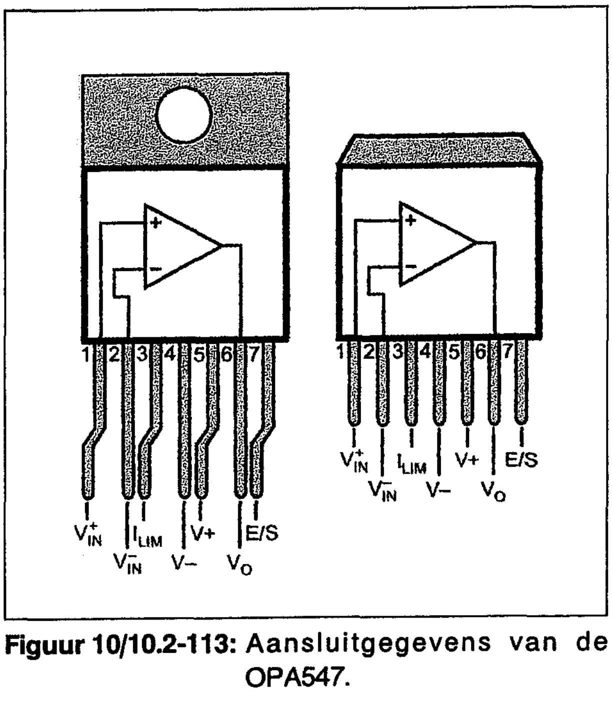


Figuur 10/10.2-111: Het voor de SMD-uitvoering van de OPA544 noodzakelijke koeloppervlak op de print.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-112: Een niet-inverterende versterker rond de OPA544.



Figuur 10/10.2-113: Aansluitgegevens van de OPA547.

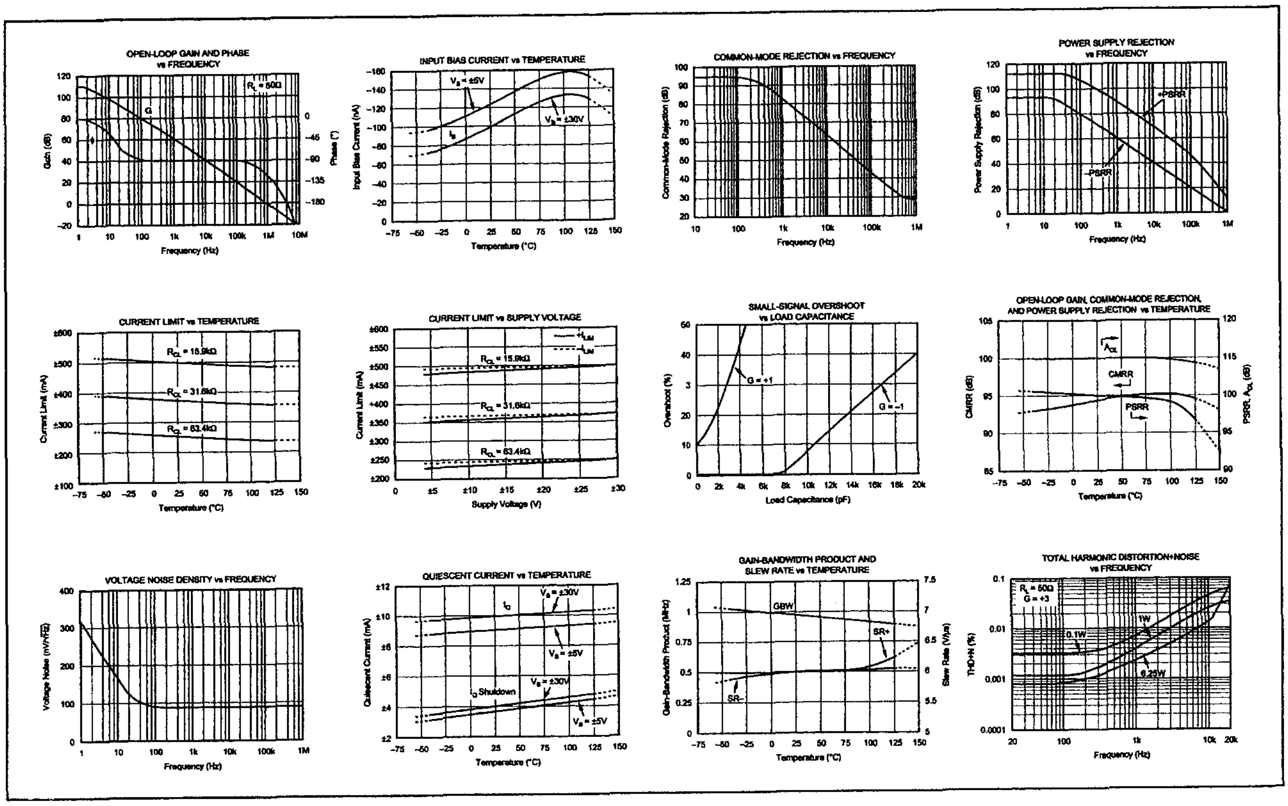
OPA547

+/-0,5 A, +/-30 V, 35 W, 1,0 MHz

De OPA547 levert uitgangsstromen van maximaal +/-0,5 A continu uit voedingsspanningen van maximaal +/-30 V. Het IC verbruikt maximaal 35 W. De maximale uitgangsstroom wordt beperkt zonder dat er een sensor-weerstand in de uitgang moet worden opgenomen. De chip meet de geleverde stroom op een indirecte manier. De stroombegrenzing is instelbaar op iedere waarde tussen 0 mA en 750 mA door een stuurstroom L_{LIM} uit de gelijknamige pen te trekken. Deze stuurstroom heeft een waarde tussen 0 µA en 150 µA. Verder heeft de OPA547 een E/S-pen die een dubbele functie heeft. Via een stuursignaal op deze pen kan men de chip naar een disable-status sturen, waarbij de belasting wordt losgekoppeld van de uitgang en de chip een zeer lage ruststroom opneemt. Op de tweede plaats geeft deze pen aan dat de thermische beveiliging is ingeschakeld.
Deze vermogen op-amp is ook leverbaar in SMA-behuizing.

Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 7-pens TO-220, 7-pens SMA
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-113
- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min, +/-30,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-10 mA typisch, +/-15 mA max.
- shut-down stroom:
  4 mA typisch
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 5 mV max.
- biasstroom ingang:
  100 nA typisch, 500 nA max.
- offsetstroom ingang:
  5 nA typisch, 50 nA max.
- ingangsimpedantie:
  10^7 Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  6 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-3,0 V typisch
- common mode rejection:
  95 dB typisch, 80 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 1 kΩ: 115 dB typisch, 100 dB min.
- vermogensdissipatie:
  35 W max.

10.2 Type-beschrijving

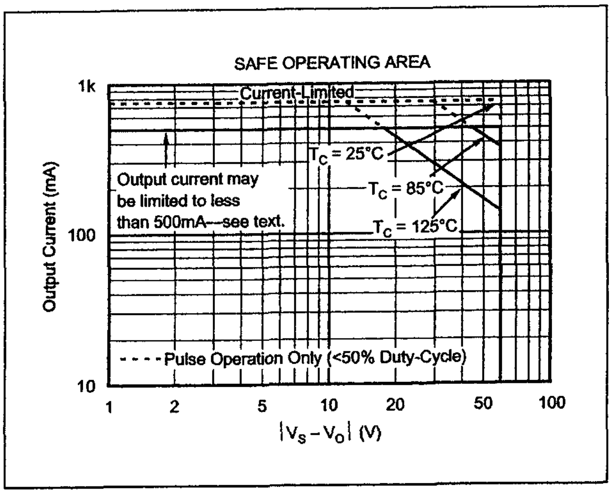


Figuur 10/10.2-114: De belangrijkste parameters van de OPA547.

- thermische weerstand:
  2,0 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  0,5 A typisch continu
- kortsluitstroom:
  0 A tot 0,7 A instelbaar
- uitgangsspanning:
  bij 0,5 A: voeding +/-2,2 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  bij 50 Ω: 1,0 MHz
- slew-rate:
  bij 50 Ω en 50 V: 6,0 V/µs typisch
- settling tijd:
  bij 50 V: 18 µs typisch
- E/S-pen:
  hoog: +2,4 V min.
  laag: V- + 0,8 V max.
- disable tijd: 1 µs typisch
- enable tijd: 3 ms typisch

Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de OPA547 zijn samengevat in figuur 10/10.2-114.

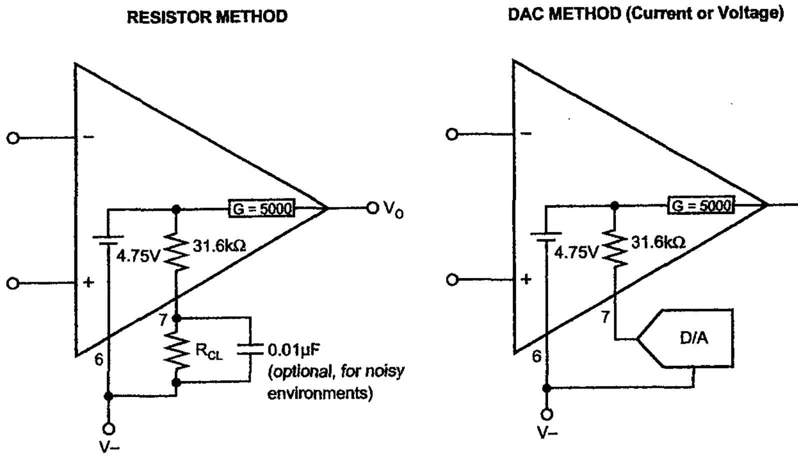


Figuur 10/10.2-115: Het SAO-gebied voor de eindtransistoren in de OPA547.

Safe operation area (SAO)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren.

10.2 Type-beschrijving



$$R_{CL} = \frac{5000\,(4.75V)}{I_{LIM}} - 31.6k\Omega$$

$I_{DAC} = I_{LIM}/5000$

$V_{DAC} = (V-) + 4.75V - (31.6k\Omega)\,(I_{LIM})/5000$

OPA547 CURRENT LIMIT: 0 to 750mA

DESIRED CURRENT LIMIT	RESISTOR[1] (R_{CL})	CURRENT DAC (I_{DAC})	VOLTAGE DAC (V_{DAC})
0mA	I_{LIM} Open	0μA	(V–) + 4.75V
100mA	205kΩ	20μA	(V–) + 4.12V
375mA	31.6kΩ	75μA	(V–) + 2.38V
500mA	15.8kΩ	100μA	(V–) + 1.59V
750mA	I_{LIM} Shorted to V–	150μA	(V–) + 0.01V

NOTE: (1) Resistors are nearest standard 1% values.

Figuur 10/10.2-116: Twee methoden voor het besturen van de maximale uitgangsstroom van de OPA547.

In figuur 10/10.2-115 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.

Stroombegrenzing

De stroom die de OPA547 levert kan gemakkelijk gecontroleerd worden via de pen I_{LIM}. De eenvoudigste manier is door een potentiometer R_{CL} aan te sluiten tussen de V_- en de pen I_{LIM}. De stroom die via deze potentiometer uit deze pen vloeit moet dan instelbaar zijn tussen 0 μA en 150 μA.
De maximale uitgangsstroom is dan instelbaar tussen 0 mA en 750 mA. De waarde van de begrenzingsstroom wordt gegeven door de formule:

R_L = [(5000)*(4,75 V)/I_{LIM}] - 31,6 kΩ

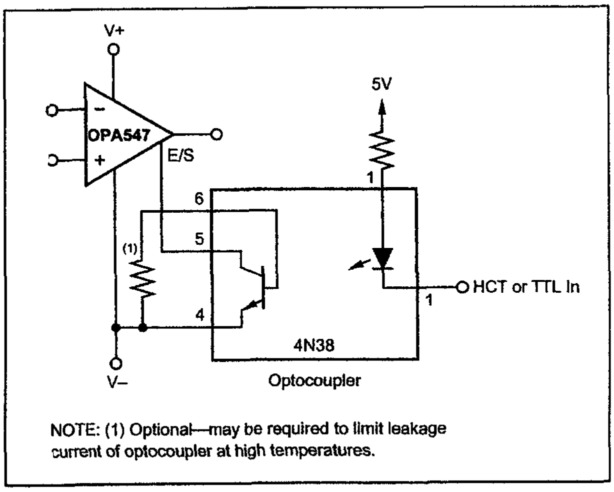
In figuur 10/10.2-116 zijn twee opties getekend om de maximale stroom in te stellen.

In het linker schema wordt gebruik gemaakt van een weerstand R_{CL}. In het rechter schema wordt pen 7 gestuurd uit de uitgang van een DAC met stroomuitgang. In de tabel in dezelfde figuur is een aantal waarden gegeven voor de weerstand respectievelijk de uitgangsstroom die door de DAC wordt opgenomen.

Shut-down

De OPA547 kan op een eenvoudige manier digitaal naar shut-down worden gestuurd via de pen E/S. De spanning op deze pen moet dan naar een spanning getrokken worden, die maximaal 0,8 V boven de negatieve voeding mag liggen. In deze status wordt de belasting losgekoppeld van de eindtrap en kan men dus de chip in een soort "tri-state"-status beschouwen. Dit geldt echter

alleen voor frequenties lager dan 10 kHz. Bij hogere frequenties is er sprake van enige capacitieve lek naar de uitgang. In figuur 10/10.2-117 is een schema getekend waaruit blijkt hoe men het lage niveau op de E/S-pen kan besturen uit een standaard TTL-signaal. Er wordt gebruik gemaakt van een standaard optische koppelaar, die zorgt voor een effectieve niveau-omzetting.



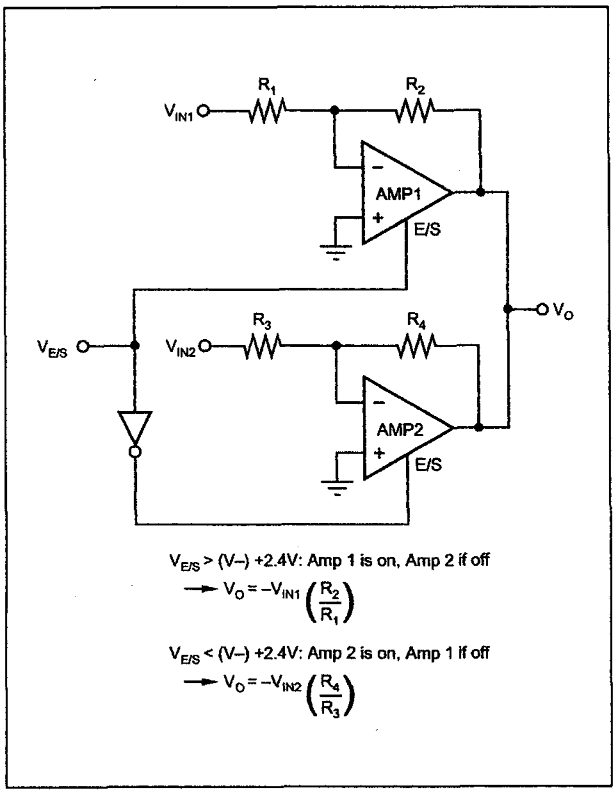
Figuur 10/10.2-117: Het via een TTL-signaal naar shut-down sturen van de OPA547.

Multiplexing

Dan zij de shut-down functie kan men twee OPA547 schakelingen opnemen in een multiplexer. Het schema is getekend in figuur 10/10.2-118. Deze schakeling is alleen bruikbaar als de versterkers unipolair met een positieve spanning gevoed worden en de negatieve voedingspen dus aan de massa ligt.

Koeling van de SMD-uitvoering

De SMD-uitvoering van de OPA547 moet gesoldeerd worden op een koperoppervlak op de print. De thermische beveiliging gaat werken bij een chip-temperatuur van ongeveer 160 °C, zodat rekening houdende met de externe temperatuur de chip-temperatuur nooit met meer dan 125 °C mag stijgen door het gedissipeerde vermogen. Uit de grafiek van figuur 10/10.2-119 kan men het noodzakelijke oppervlak van de koperen koelplaat afleiden.



Figuur 10/10.2-118: Het multiplexen van twee unipolair gevoede OPA547 IC's.

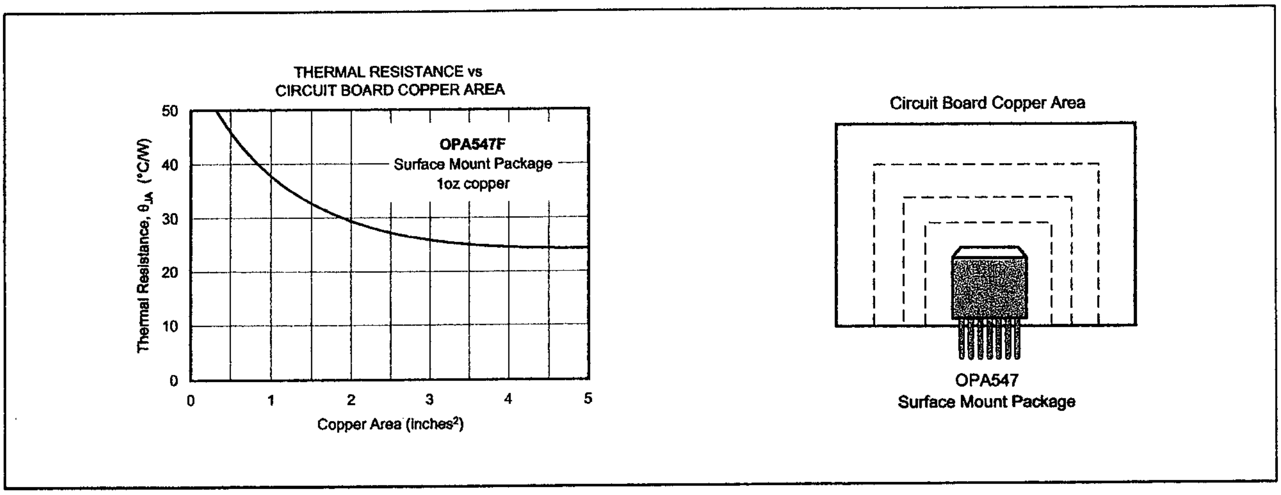
Voorbeeldschakeling

In figuur 10/10.2-120 is het standaard schema rond de OPA547 getekend. In dit geval wordt een niet-inverterende versterker voorgesteld. De vier ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC opgenomen worden.

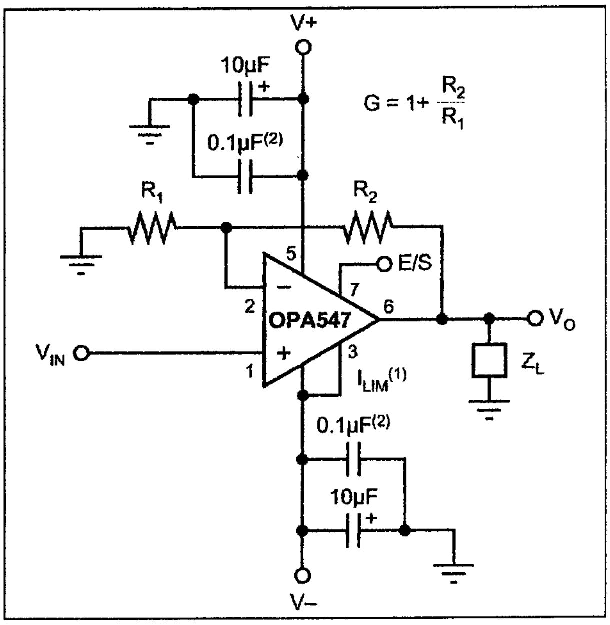
Shut-down besturing en beveiligingsindicatie

Tot slot geeft figuur 10/10.2-121 een schema waar de E/S-pen wordt gebruikt voor het digitaal besturen van de shut-down functie en voor het afleveren van een signaal als de thermisch beveiliging inschakelt. Voor beide functies wordt gebruik gemaakt van optische koppelaars, zodat zowel de besturing als de indicatie op TTL-niveau kunnen werken.

10.2 Type-beschrijving

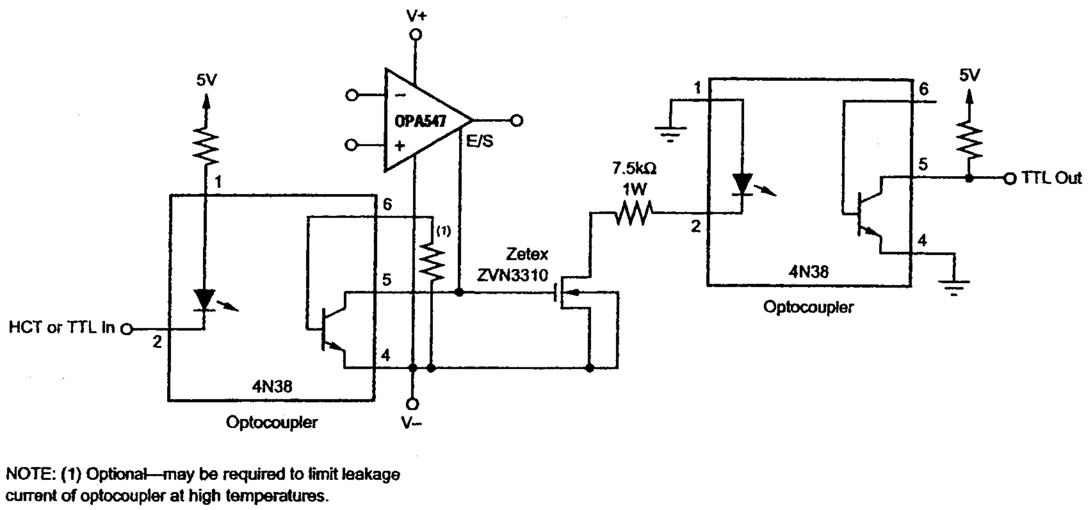


Figuur 10/10.2-119: Het voor de SMD-uitvoering van de OPA547 noodzakelijke koeloppervlak op de print.



Figuur 10/10.2-120: Een niet-inverterende versterker rond de OPA547.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-121: In dit voorbeeld wordt de dubbele functie van de E/S-pen uitgebuit.

(wordt vervolgd)

10.2 Type-beschrijving

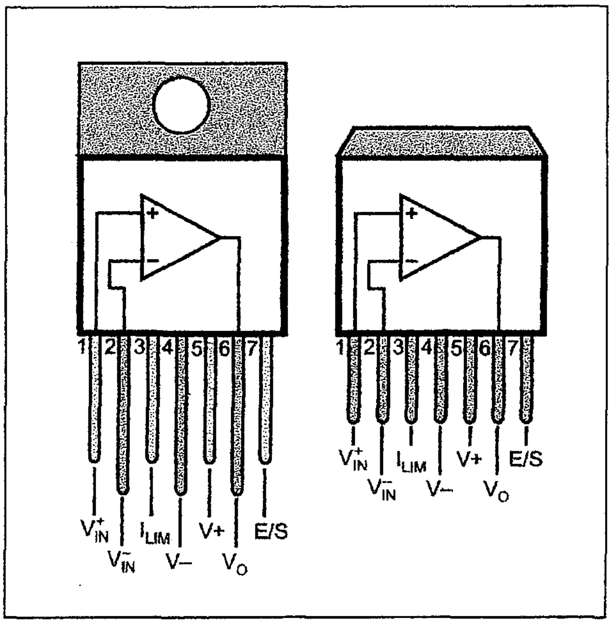
OPA548

+/-3 A, +/-30 V, 50 W, 1,0 MHz

De OPA548 levert uitgangsstromen van maximaal +/-3 A continu en +/-5 A piek uit voedingsspanningen van maximaal +/-30 V. Het IC verbruikt maximaal 50 W. De maximale uitgangsstroom wordt beperkt zonder dat er een sensor-weerstand in de uitgang moet worden opgenomen. De chip meet de geleverde stroom op een indirecte manier. De stroombegrenzing is instelbaar op iedere waarde tussen 0 mA en 5 A door een stuurstroom I_{LIM} uit de gelijknamige pen te trekken. Deze stuurstroom heeft een waarde tussen 0 µA en 333 µA. Verder heeft de OPA548 een E/S-pen die een dubbele functie heeft. Via een stuursignaal op deze pen kan men de chip naar een disable-status sturen, waarbij de belasting wordt losgekoppeld van de uitgang en de chip een zeer lage ruststroom opneemt. Op de tweede plaats geeft deze pen aan dat de thermische beveiliging is ingeschakeld. Deze vermogen opamp is ook leverbaar in SMA-behuizing.

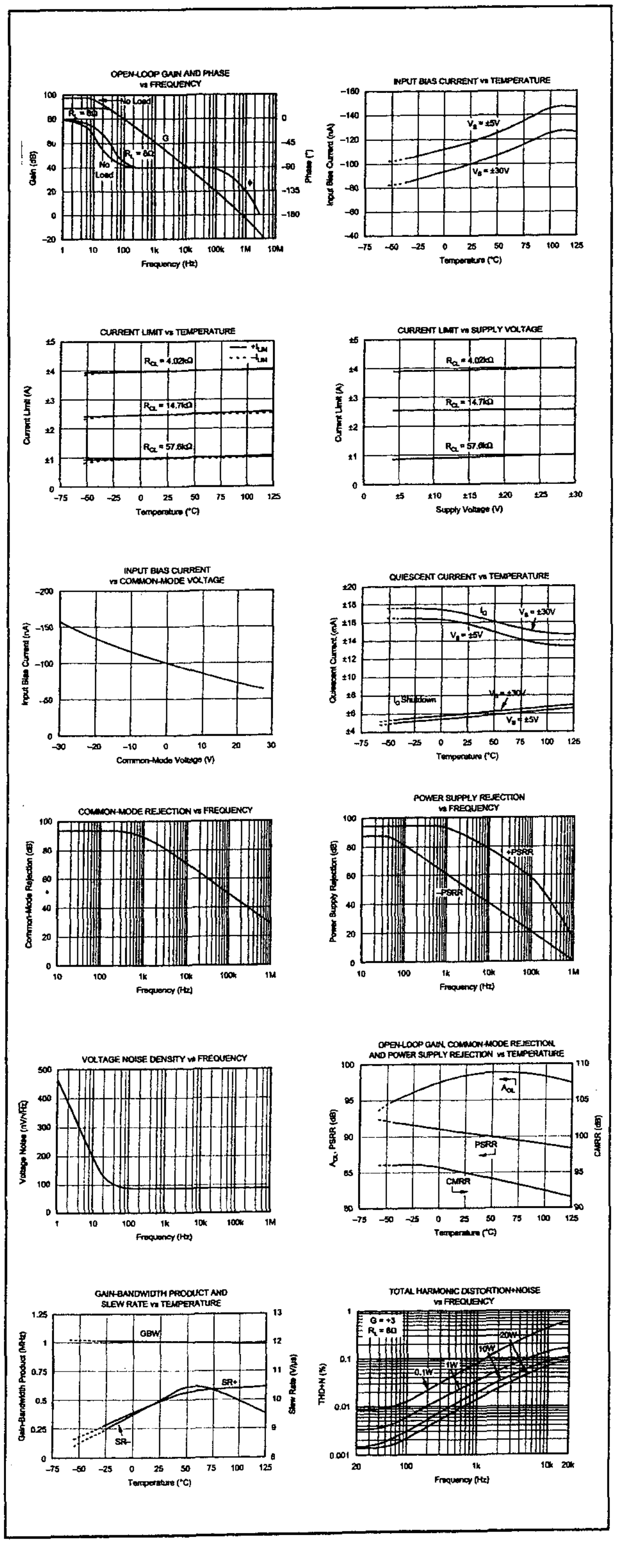
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 7-pens TO-220, 7-pens SMA
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-122
- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min, +/-30,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-17 mA typisch, +/-20 mA max.
- shut-down stroom:
  +/-6 mA typisch
- offsetspanning ingang:
  2 mV typisch, 10 mV max.
- biasstroom ingang:
  100 nA typisch, 500 nA max.
- offsetstroom ingang:
  5 nA typisch, 50 nA max.
- ingangsimpedantie:
  10^7 Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  6 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-3,0 V typisch
- common mode rejection:
  95 dB typisch, 80 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 1 kΩ: 98 dB typisch, 90 dB min.
- vermogensdissipatie:
  50 W max.
- thermische weerstand:
  2,0 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  +/-3,0 A typisch continu
- kortsluitstroom:
  0 A tot +/-5,0 A instelbaar
- uitgangsspanning:
  bij 3 A: voeding +/-4,1 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  bij 8 Ω: 1,0 MHz
- slew-rate:
  bij 8 Ω en 50 V: 10,0 V/µs typisch
- settling tijd:
  bij 50 V: 15 µs typisch
- E/S-pen:
  hoog: +2,4 V min.
  laag: V- + 0,8 V max.
- disable tijd: 1 µs typisch
- enable tijd: 3 µs typisch
- totale harmonische vervorming:
  bij 10 W en 1 kHz in 8 Ω: 0,02 % typisch



Figuur 10/10.2-122: Aansluitgegevens van de OPA548.

10.2 Type-beschrijving



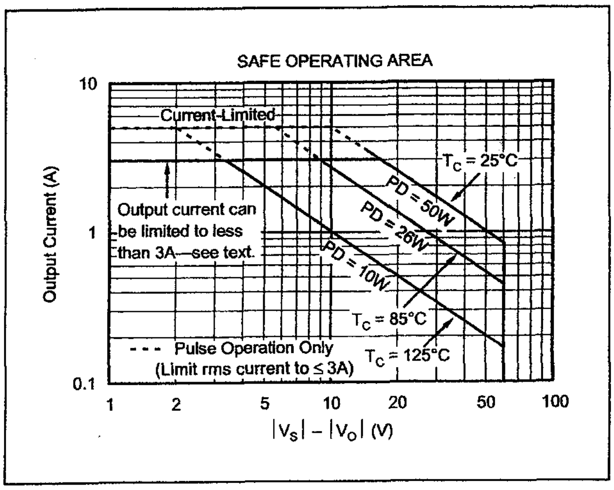
Figuur 10/10.2-123: De belangrijkste parameters van de OPA548.

Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de OPA548 zijn samengevat in figuur 10/10.2-123.

Safe operation area (SOA)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-124 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.



Figuur 10/10.2-124: Het SOA-gebied voor de eindtransistoren in de OPA548.

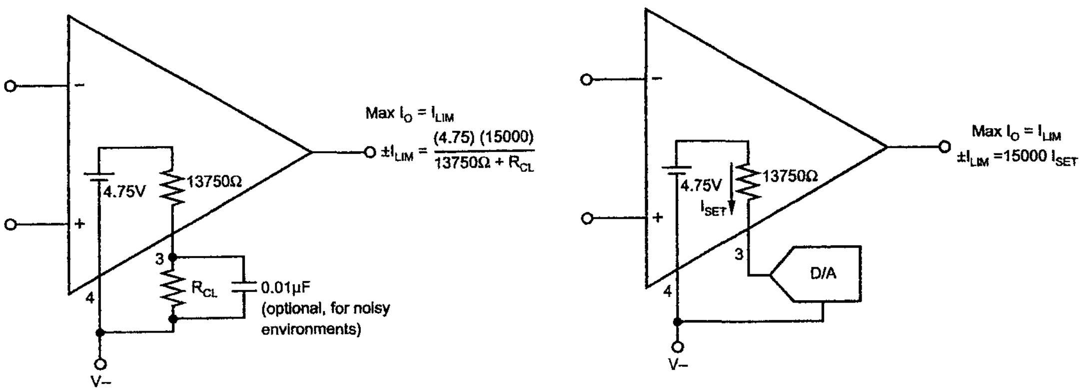
Stroombegrenzing

De stroom die de OPA548 levert kan gemakkelijk gecontroleerd worden via de pen I_{LIM}. De eenvoudigste manier is door een potentiometer R_{CL} aan te sluiten tussen de V- en de pen I_{LIM}. De stroom die via deze potentiometer uit deze pen vloeit moet dan instelbaar zijn tussen 0 μA en 333 μA. De maximale uitgangsstroom is dan instelbaar tussen 0 mA en 5 A. De waarde van de begrenzingsstroom wordt gegeven door de formule:

$$R_{CL} = [(15000) * (4{,}75\ V)/I_{LIM}] - 13750\ \Omega$$

In figuur 10/10.2-125 zijn twee opties getekend om de maximale stroom in te stellen. In het linker schema wordt gebruik gemaakt van een weerstand R_{CL}. In het rechter schema wordt pen 3 gestuurd uit de uitgang van een DAC met stroomuitgang.

10.2 Type-beschrijving



$R_{CL} = \frac{15000\,(4.75V)}{I_{LIM}} - 13750\Omega$

$I_{SET} = I_{LIM}/15000$

$V_{SET} = (V-) + 4.75V - (13750\Omega)\,(I_{LIM})/15000$

OPA547 CURRENT LIMIT: 0 to 5A

DESIRED CURRENT LIMIT	RESISTOR(1) (R_{CL})	CURRENT (I_{SET})	VOLTAGE (V_{SET})
0A	I_{LIM} Open	0µA	(V–) + 4.75V
1A	57.6kΩ	67µA	(V–) + 3.8V
2.5A	14.7kΩ	167µA	(V–) + 2.5V
3A	10kΩ	200µA	(V–) + 2V
4A	4.02kΩ	267µA	(V–) + 1.1V
5A	I_{LIM} Connected to V–	333µA	(V–)

NOTE: (1) Resistors are nearest standard 1% values.

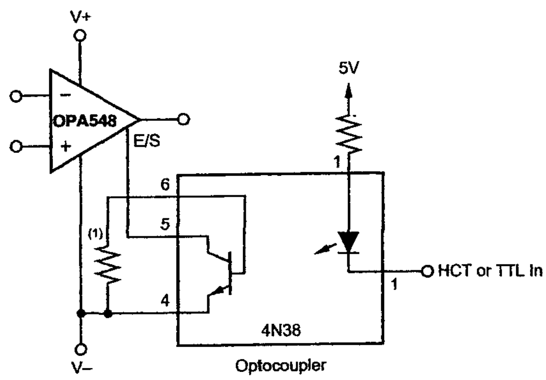
Figuur 10/10.2-125: Twee methoden voor het besturen van de maximale uitgangsstroom van de OPA548.

In de tabel in dezelfde figuur is een aantal waarden gegeven voor de weerstand respectievelijk de uitgangsstroom die door de DAC wordt opgenomen.

Shut-down

De OPA548 kan op een eenvoudige manier digitaal naar shut-down worden gestuurd via de pen E/S. De spanning op deze pen moet dan naar een spanning getrokken worden, die maximaal 0,8 V boven de negatieve voeding mag liggen. In deze status wordt de belasting losgekoppeld van de eindtrap en kan men dus de chip in een soort "tri-state"-status beschouwen. Dit geldt echter alleen voor frequenties lager dan 20 kHz. Bij hogere frequenties is er sprake van enige capacitieve lek naar de uitgang.

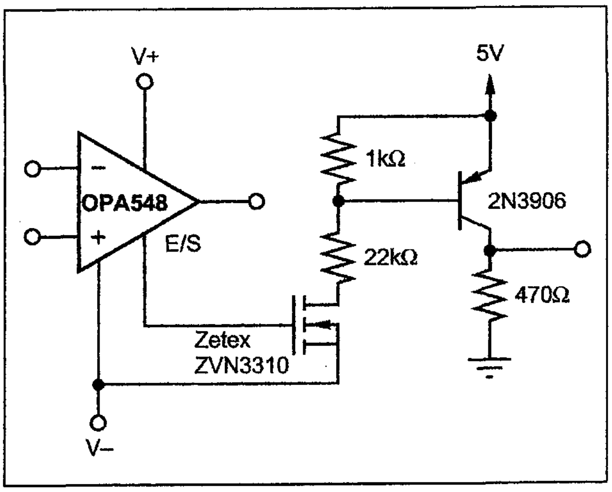
In figuur 10/10.2-126 is een schema getekend waaruit blijkt hoe men het lage niveau op de E/S-pen kan besturen uit een standaard TTL-signaal. Er wordt gebruik gemaakt van een standaard optische koppelaar, die zorgt voor een effectieve niveauomzetting.



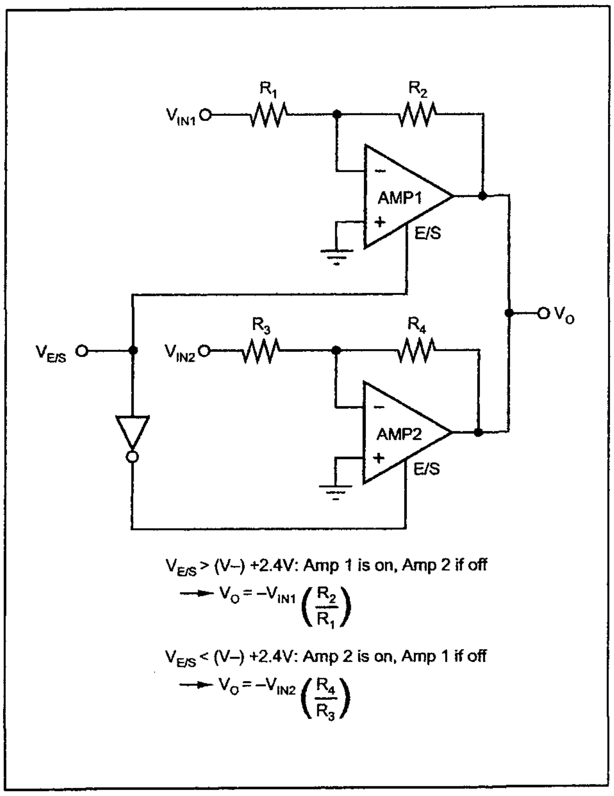
NOTE: (1) Optional—may be required to limit leakage current of optocoupler at high temperatures.

Figuur 10/10.2-126: Het via een TTL-signaal naar shut-down sturen van de OPA548.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-127: Het uitlezen van de shut-down status van de OPA548.

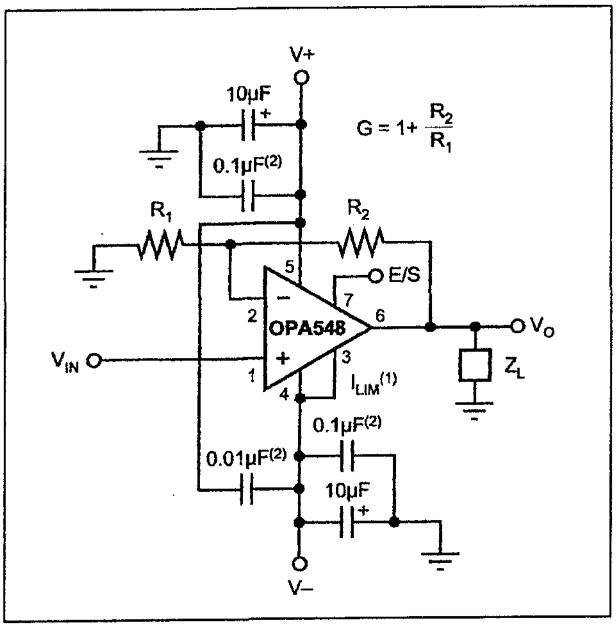


Figuur 10/10.2-128: Het multiplexen van twee unipolair gevoede OPA548 IC's.

In figuur 10/10.2-127 is een systeem getekend, waarmee de E/S-pen wordt uitgelezen. Als de schakeling naar shut-down gaat, hetgeen gebeurt bij een temperatuur van ongeveer +160 °C, dan gaat de pen naar een spanning die maximaal 350 mV positiever is dan de negatieve voedingsspanning.
Deze spanning wordt via een MOSFET en een PNP-transistor omgezet in een TTL-compatibel signaal.

Multiplexing

Dank zij de shut-down functie kan men twee OPA548 schakelingen opnemen in een multiplexer. Het schema is getekend in figuur 10/10.2-128. Deze schakeling is alleen bruikbaar als de versterkers unipolair met een positieve spanning gevoed worden en de negatieve voedingspen dus aan de massa ligt.



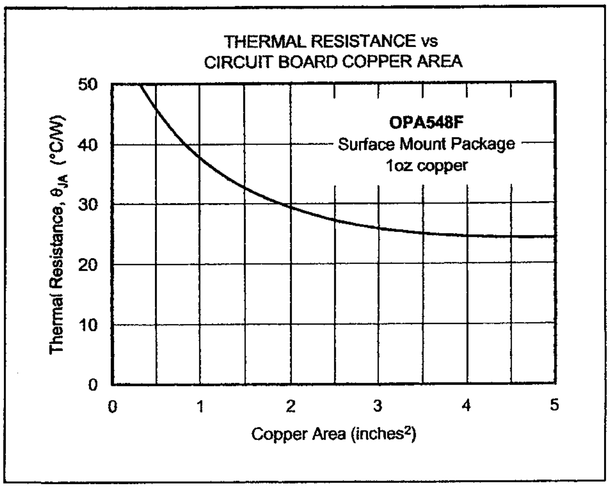
Figuur 10/10.2-129: Typisch voorbeeld-schakeling rond de OPA548.

Voorbeeld-schakeling

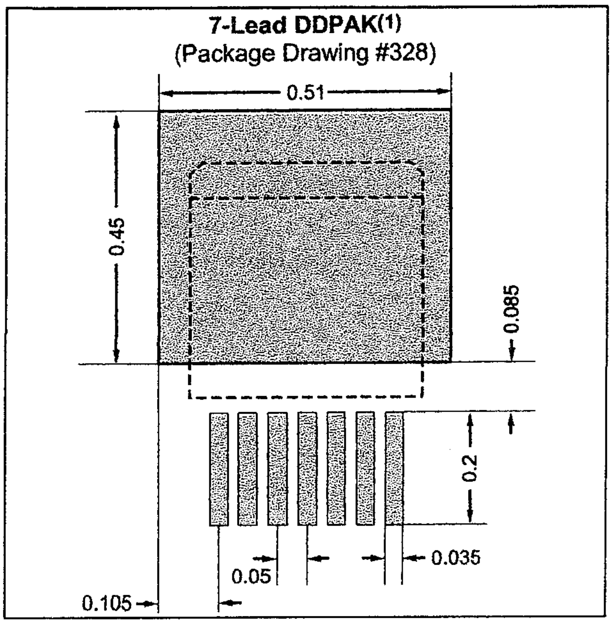
In figuur 10/10.2-129 is de meest eenvoudige externe schakeling rond een OPA548 getekend. De in totaal vijf ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC worden gemonteerd. De condensator (2) moet rechtstreeks tussen de

10.2 Type-beschrijving

positieve en negatieve voedingspen gesoldeerd worden. Als men de pen I_{LIM} verbindt met de negatieve voeding is de stroombegrenzing ingesteld op de maximale waarde van 5 A.



Figuur 10/10.2-130: Het voor de SMD-uitvoering van de OPA548 noodzakelijke koeloppervlak op de print.



Figuur 10/10.2-131: De lay-out van de print rond de SMD-uitvoering van de OPA548.

Koeling van de SMD-uitvoering

De SMD-uitvoering van de OPA548 moet gesoldeerd worden op een koperoppervlak op de print. De thermische beveiliging gaat werken bij een chip-temperatuur van ongeveer 160 °C, zodat rekening houdende met de externe temperatuur de chip-temperatuur nooit met meer dan 125 °C mag stijgen door het gedissipeerde vermogen. Uit de grafiek van figuur 10/10.2-130 kan men het noodzakelijke oppervlak van de koperen koelplaat afleiden, in figuur 10/10.2-131 is getekend hoe men de koperen pad's op de print moet positioneren.

OPA549

+/-8 A, +/-30 V, 90 W, 0,9 MHz

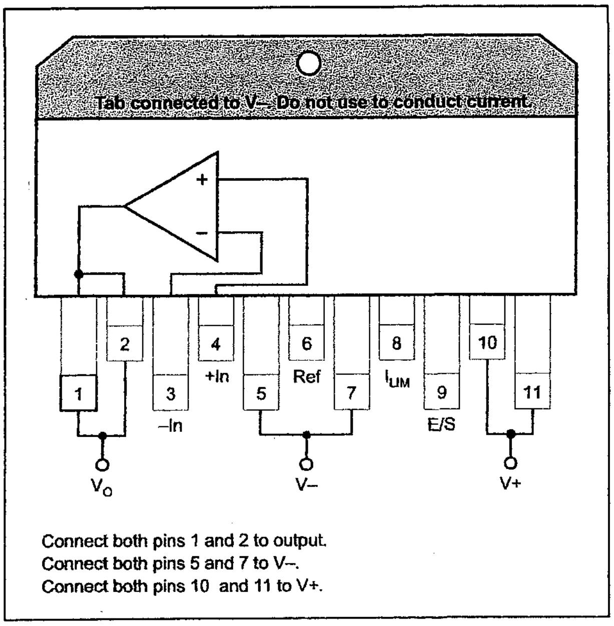
De OPA549 levert uitgangsstromen van maximaal +/-8 A continu en +/-10 A piek uit voedingsspanningen van maximaal +/-30 V. Het IC verbruikt maximaal 90 W. De schakeling is voorzien van interne thermische beveiliging. De maximale uitgangsstroom wordt beperkt zonder dat er een sensor-weerstand in de uitgang moet worden opgenomen. De chip meet de geleverde stroom op een indirecte manier. De stroombegrenzing is instelbaar op iedere waarde tussen 0 mA en 10 A door een stuurstroom L_{LIM} uit de gelijknamige pen te trekken.
Deze stuurstroom heeft een waarde tussen 0 µA en 633 µA. Verder heeft de OPA549 een E/S-pen die een dubbele functie heeft. Via een stuursignaal op deze pen kan men de chip naar een disable-status sturen, waarbij de belasting wordt losgekoppeld van de uitgang en de chip een zeer lage ruststroom opneemt. Op de tweede plaats geeft deze pen aan dat de thermische beveiliging is ingeschakeld. De schakeling heeft een "Control Reference" pen waarvan de spanning als referentie dient voor de E/S pen en de I_{LIM} pen.
Deze pen kan bijvoorbeeld op logisch "L" worden gezet, waardoor het interfacen van de E/S pen met TTL-logica veel gemakkelijker wordt. Deze pen mag echter nooit op een

10.2 Type-beschrijving

lagere spanning ingesteld worden dan de negatieve voedingspen.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 11-pens TO-220
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-132
- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min, +/-30,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-26 mA typisch, +/-35 mA max.
- shut-down stroom:
  +/-6 mA typisch
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 5 mV max.
- biasstroom ingang:
  100 nA typisch, 500 nA max.
- offsetstroom ingang:
  5 nA typisch, 50 nA max.
- ingangsimpedantie:
  10^7 Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  6 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-2,3 V typisch
- common mode rejection:
  95 dB typisch, 80 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 1 kΩ: 110 dB typisch, 100 dB min.
- vermogensdissipatie:
  90 W max.
- thermische weerstand:
  1,4 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  +/-8,0 A typisch continu
- kortsluitstroom:
  0 A tot +/-10,0 A instelbaar
- uitgangsspanning:
  bij 2 A: voeding +/-3,2 V typisch
  bij 8 A: voeding +/-4,5 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  bij 8 Ω: 0,9 MHz
- slew-rate:
  bij 4 Ω en 50 V: 9,0 V/μs typisch
- settling tijd:
  bij 50 V: 20 μs typisch
- E/S-pen:
  hoog: REF +2,4 V min.
  laag: REF + 0,8 V max.
- disable tijd: 1 μs typisch
- enable tijd: 3 μs typisch
- totale harmonische vervorming:
  bij 25 W en 1 kHz in 4 Ω: 0,015 % typisch



Figuur 10/10.2-132: Aansluitgegevens van de OPA549.

Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de OPA549 zijn samengevat in figuur 10/10.2-133.

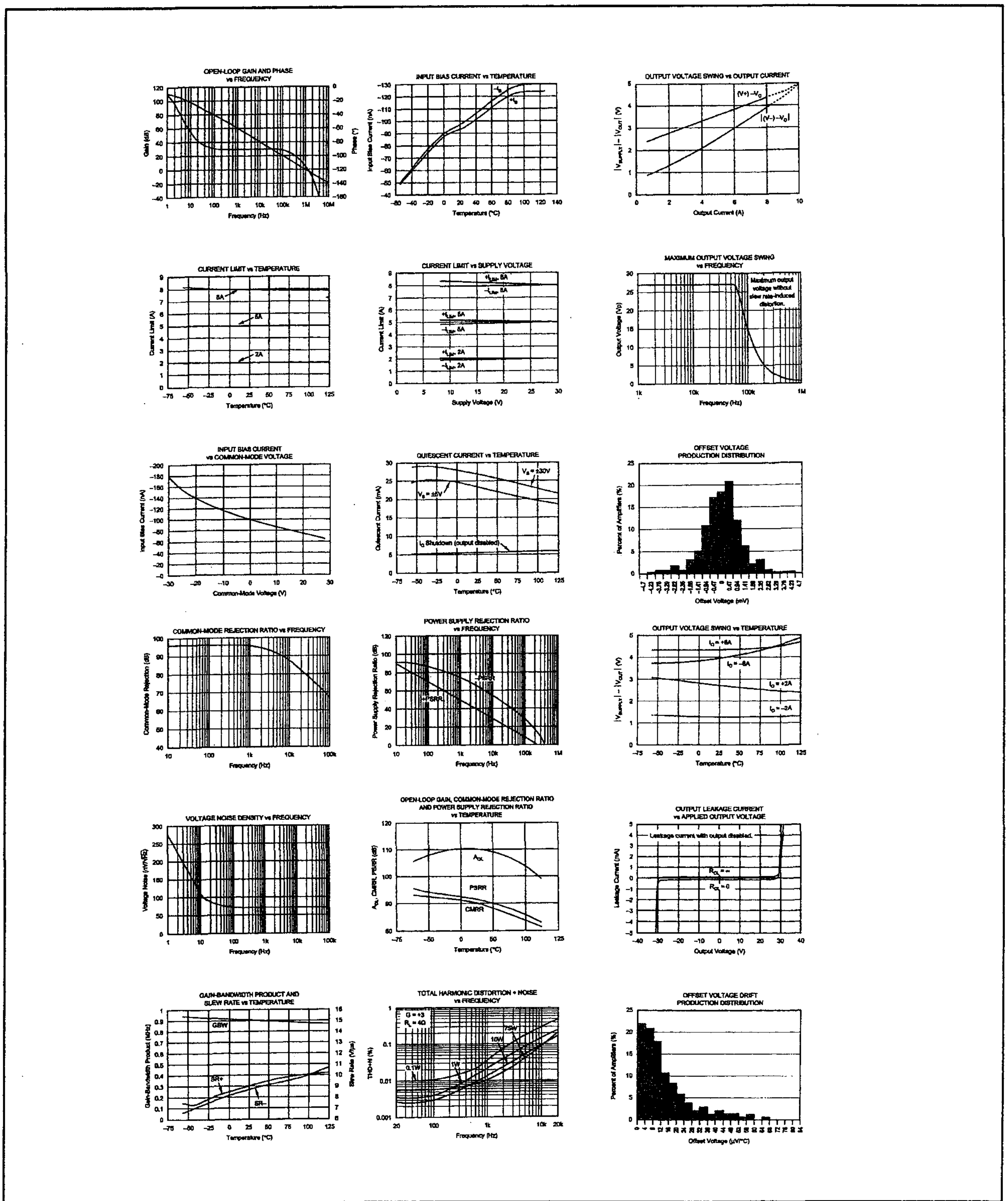
Safe operation area (SOA)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-134 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.

Stroombegrenzing

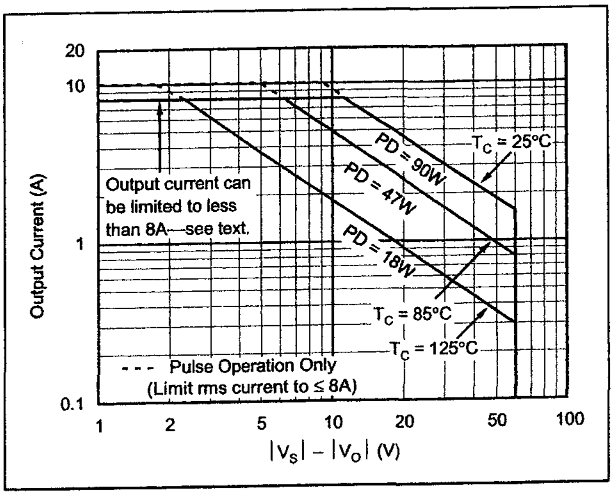
De stroom die de OPA549 levert kan gemakkelijk gecontroleerd worden via de pen I_{LIM}. Deze controle stelt een maximale stroom in van +/-10 A. Het wordt echter niet aanbevolen het IC lang een dergelijke stroom te laten leveren.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-133: De belangrijkste parameters van de OPA549.

10.2 Type-beschrijving

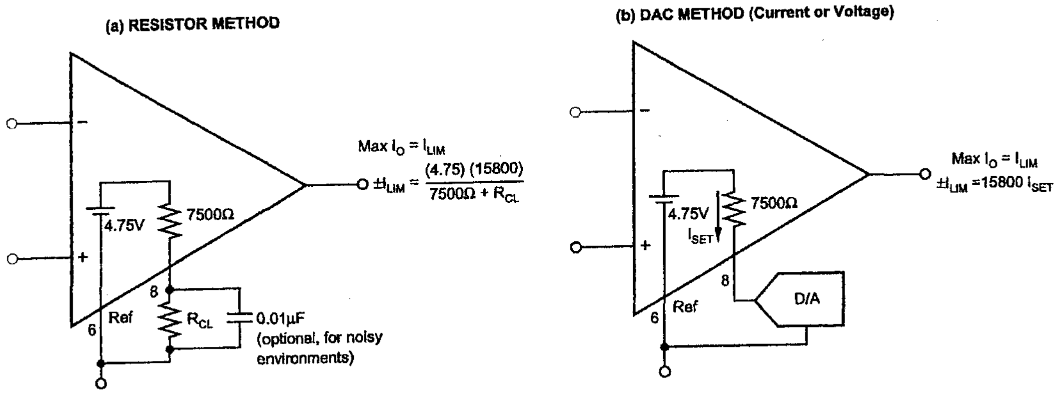


Figuur 10/10.2-134: Het SOA-gebied voor de eindtransistoren in de OPA549.

De fabrikant schrijft een veilige maximale stroom van +/-8 A voor. De eenvoudigste manier is door een potentiometer R_{CL} aan te sluiten tussen de REF en de pen I_{LIM}. De stroom die via deze potentiometer uit deze pen vloeit moet dan instelbaar zijn tussen 0 µA en 633 µA. De maximale uitgangsstroom is dan instelbaar tussen 0 mA en 10 A. De waarde van de begrenzingsstroom wordt gegeven door de formule:

R_{CL} = [75 kV/I_{LIM}] - 7,5 kΩ

In figuur 10/10.2-135 zijn twee opties getekend om de maximale stroom in te stellen. In het linker schema wordt gebruik gemaakt van een weerstand R_{CL}. In het rechter schema wordt pen 8 gestuurd uit de uitgang van een DAC met stroomuitgang. In de tabel in dezelfde figuur is een aantal waarden gegeven voor de weerstand respectievelijk de uitgangsstroom die door de DAC wordt opgenomen.



$$R_{CL} = \frac{15800\,(4.75V)}{I_{LIM}} - 7500\Omega = \frac{75k\Omega}{I_{LIM}} - 7.5k\Omega$$

$$I_{SET} = I_{LIM}/15800$$

$$V_{SET} = (Ref) + 4.75V - (7500\Omega)\,(I_{LIM})/15800$$

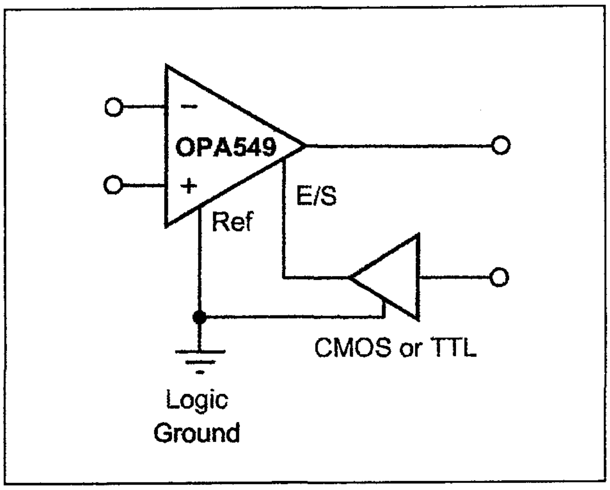
OPA549 CURRENT LIMIT: 0A to 10A

DESIRED CURRENT LIMIT	RESISTOR[1] (R_{CL})	CURRENT (I_{SET})	VOLTAGE (V_{SET})
0A[2]	I_{LIM} Open	0µA	(Ref) + 4.75V
2.5A	22.6kΩ	158µA	(Ref) + 3.56V
3A	17.4kΩ	190µA	(Ref) + 3.33V
4A	11.3kΩ	253µA	(Ref) + 2.85V
5A	7.5kΩ	316µA	(Ref) + 2.38V
6A	4.99kΩ	380µA	(Ref) + 1.90V
7A	3.24kΩ	443µA	(Ref) + 1.43V
8A	1.87kΩ	506µA	(Ref) + 0.95V
9A	845Ω	570µA	(Ref) + 0.48V
10A	I_{LIM} Connected to Ref	633µA	(Ref)

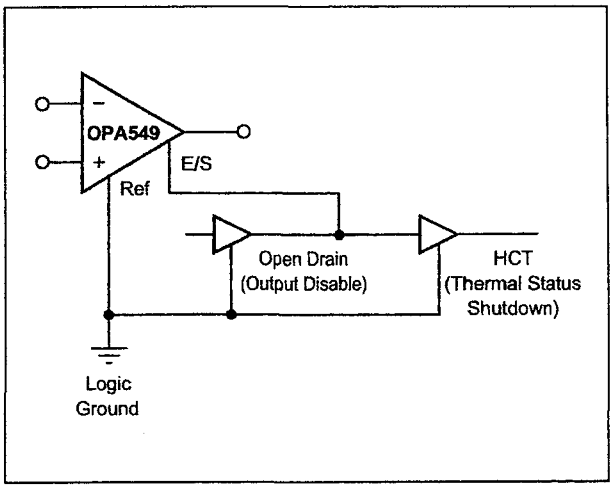
NOTES: (1) Resistors are nearest standard 1% values. (2) Offset in the current limit circuitry may introduce approximately ±0.25A variation at low current limit values.

Figuur 10/10.2-135: Twee methoden voor het besturen van de maximale uitgangsstroom van de OPA549.

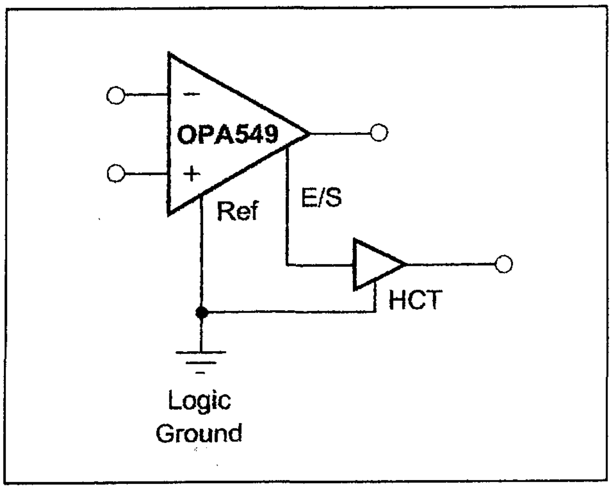
10.2 Type-beschrijving



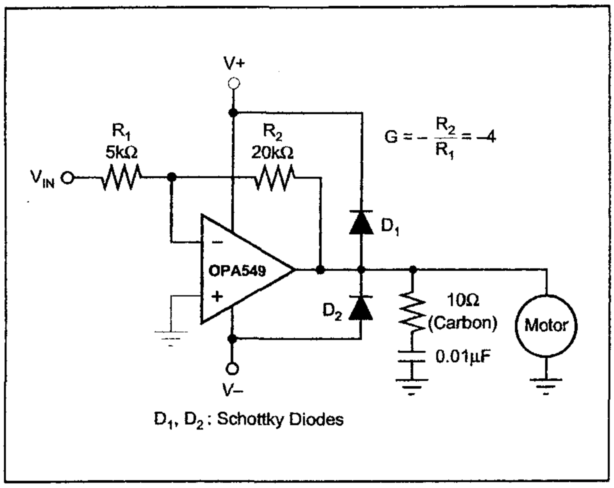
Figuur 10/10.2-136: Het via een TTL-signaal naar shut-down sturen van de OPA549.



Figuur 10/10.2-138: Het gecombineerd in- en uitlezen van de E/S-pen.



Figuur 10/10.2-137: Het uitlezen van de shut-down status van de OPA549.



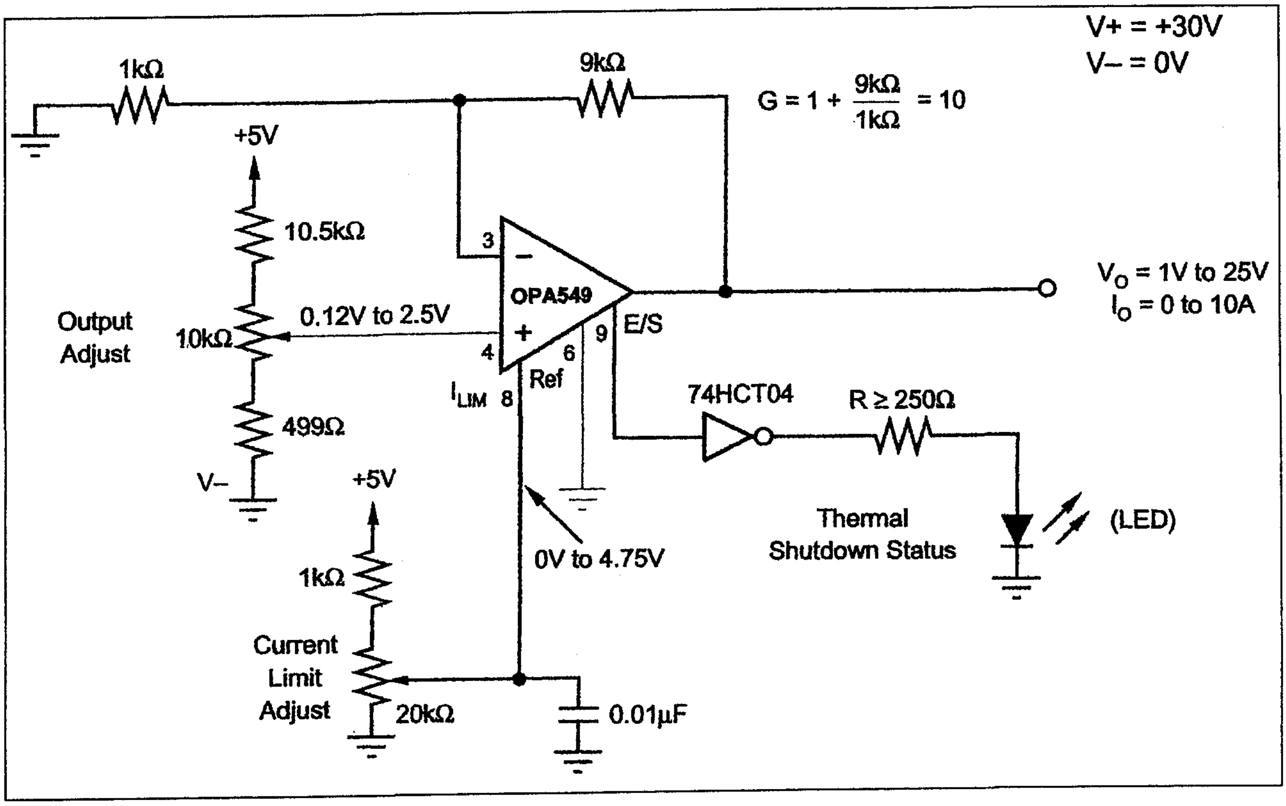
Figuur 10/10.2-139: Het aansturen van een gelijkstroom motor uit een OPA549

Shut-down

De OPA549 kan op een eenvoudige manier digitaal naar shut-down worden gestuurd via de pen E/S. De spanning op deze pen moet dan naar een spanning getrokken worden, die maximaal 0,8 V boven de REF mag liggen. In deze status wordt de belasting losgekoppeld van de eindtrap en kan men dus de chip in een soort "tri-state"-status beschouwen.

In figuur 10/10.2-136 is een schema getekend waaruit blijkt hoe men hetniveau op de E/S-pen kan besturen uit een standaard TTL-signaal.
Dank zij de introductie van de REF-pen kan men het systeem rechtstreeks uit een TTL-poort aansturen.
In figuur 10/10.2-137 is een systeem getekend, waarmee de E/S-pen wordt uitgelezen.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-140: Eenvoudige regelbare voeding.

Als de schakeling naar shut-down gaat bij een temperatuur van ongeveer +160 °C, dan gaat de pen naar een spanning die maximaal 200 mV positiever is dan de spanning op REF. In normale condities is deze pen minimaal 3,5 V boven REF. Ook nu kan men het E/S-signaal rechtstreeks via een TTL-poort monitoren. In figuur 10/10.2-138 is een systeem getekend, waarbij men beide functies van de E/S-pen combineert. Via twee HCT-buffers met open drain kan men via de linker poort de pen sturen en via de rechter poort de pen uitlezen.

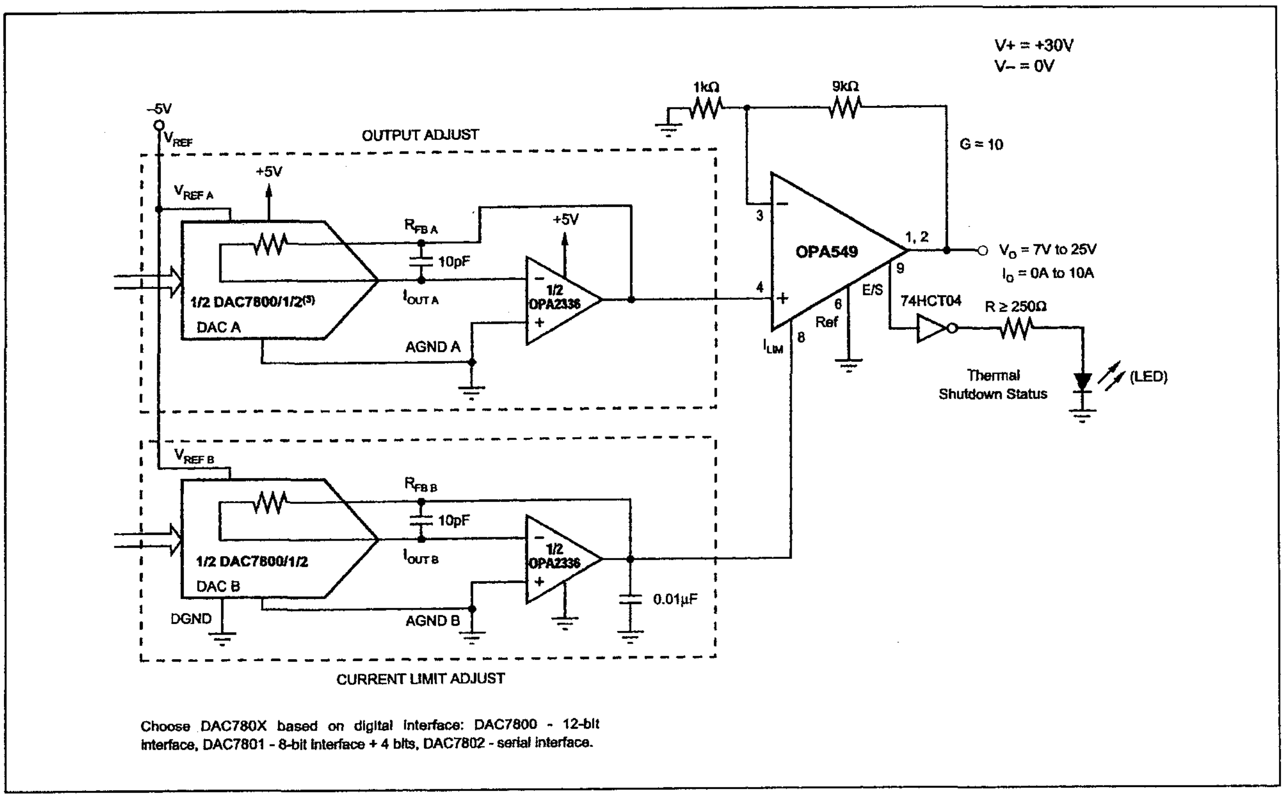
Motor driver

In figuur 10/10.2-139 wordt de OPA549 gebruikt voor het aansturen van een motor. Het interessante aan dit voorbeeld is de beveiliging op de uitgang, die wordt aanbevolen als de OPA549 grote inductieve lasten moet aansturen. Let op het zogenoemde "snubber"-netwerk van 10 Ω en 10 nF en de twee dioden D1 en D2. Hiervoor moeten Schottky-dioden toegepast worden met een minimale continue stroom van 8 A.

Bestuurbare voedingen

Een vermogensschakeling zoals de OPA549 is uiteraard uitermate geschikt voor het samenstellen van bestuurbare voedingen. In figuur 10/10.2-140 is de meest eenvoudige schakeling van een dergelijke toepassing getekend. Via twee potentiometers kan men de uitgangsspanning en de maximale stroom instellen. De uitgangsspanning is regelbaar tussen +1 V en +25 V, de uitgangsstroom tussen 0 en 10 A. Een LED gaat branden als de OPA549 zijn thermische beveiliging inschakelt. In figuur 10/10.2-141 wordt een digitaal te programmeren voeding voorgesteld. Zowel de uitgangsspanning als de maximale stroom worden ingesteld dor middel van 12 respectievelijk 8 bit brede binaire codes. De uitgangsspanning is instelbaar tussen +7 V en +30 V, de uitgangsstroom tussen 0 en 10 A.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-141: Digitaal instelbare voeding.

OPA551

+/-0,2 A, +/-30 V, 3,0 MHz

De OPA551 levert uitgangsstromen van maximaal +/-200 mA continu uit voedingsspanningen van maximaal +/-30 V. De schakeling heeft een interne overtemperatuur beveiliging en een kortsluitbeveiliging, die de kortsluitstroom begrenst op +/-380 mA. Via een FLAG-uitgang levert de schakeling een signaal als de interne beveiliging wordt ingeschakeld.
De schakeling wordt gekarakteriseerd door een zeer hoge ingangsimpedantie, lage paracitaire capaciteit en lage offset- en biasstromen.
Deze vermogen op-amp is ook leverbaar in SMA-behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-8, SO-8, DDPAK-7
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-142
- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min, +/-30,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-7,0 mA typisch, +/-10,0 mA max.
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 5 mV max.
- biasstroom ingang:
  20 pA typisch, 100 pA max.
- offsetstroom ingang:
  3 pA typisch, 100 pA max.
- ingangsimpedantie:
  10^{13} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  2 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-2,5 V typisch
- common mode rejection:
  102 dB typisch, 92 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 3 kΩ: 126 dB typisch, 100 dB min.
- thermische weerstand:
  SO-8: 90 °C/W
  DIL-8: 100 °C/W

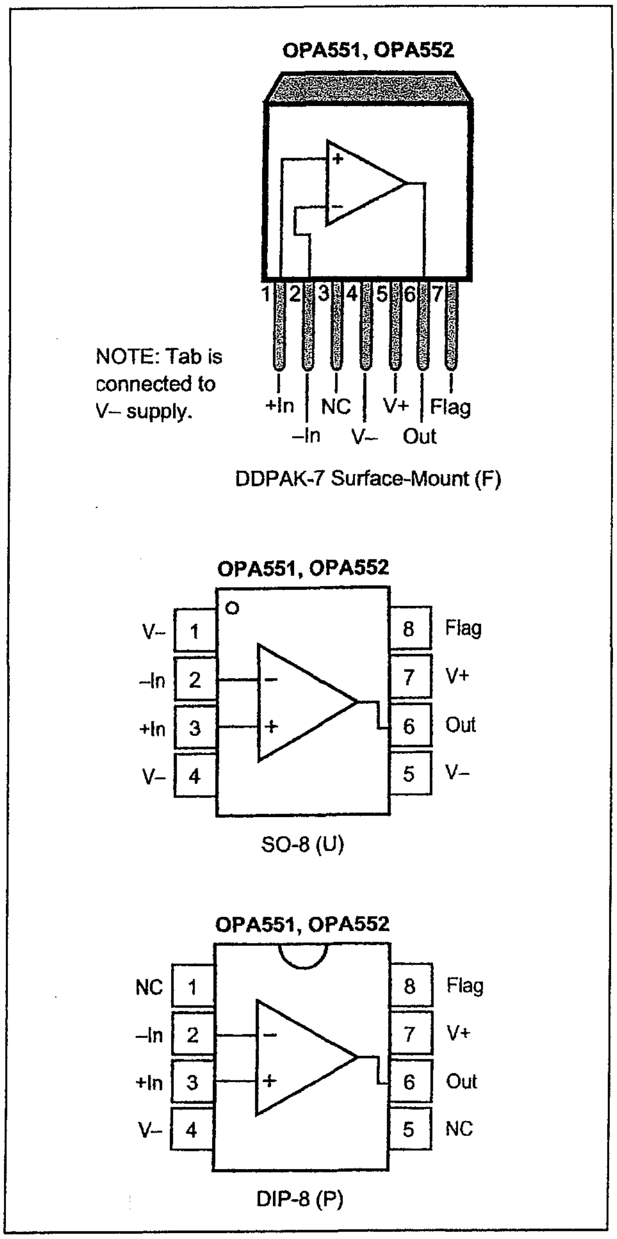
10.2 Type-beschrijving

DDPAK-7: 65 °C/W
- uitgangsstroom:
  +/-200 mA typisch continu
- kortsluitstroom:
  380 mA typisch
- uitgangsspanning:
  bij 200 mA: voeding +/-3,0 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  3,0 MHz
- slew-rate:
  15,0 V/µs typisch
- settling tijd:
  10 V stap: 1,3 µs typisch
- shut-down flag:
  niet actief: 1 µA max.
  actief: 160 µA max.
- totale harmonische vervorming:
  bij 15 V_{eff}, 3 kΩ en 1 kHz: 0,0005 % typisch

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de OPA551 zijn samengevat in figuur 10/10.2-143.

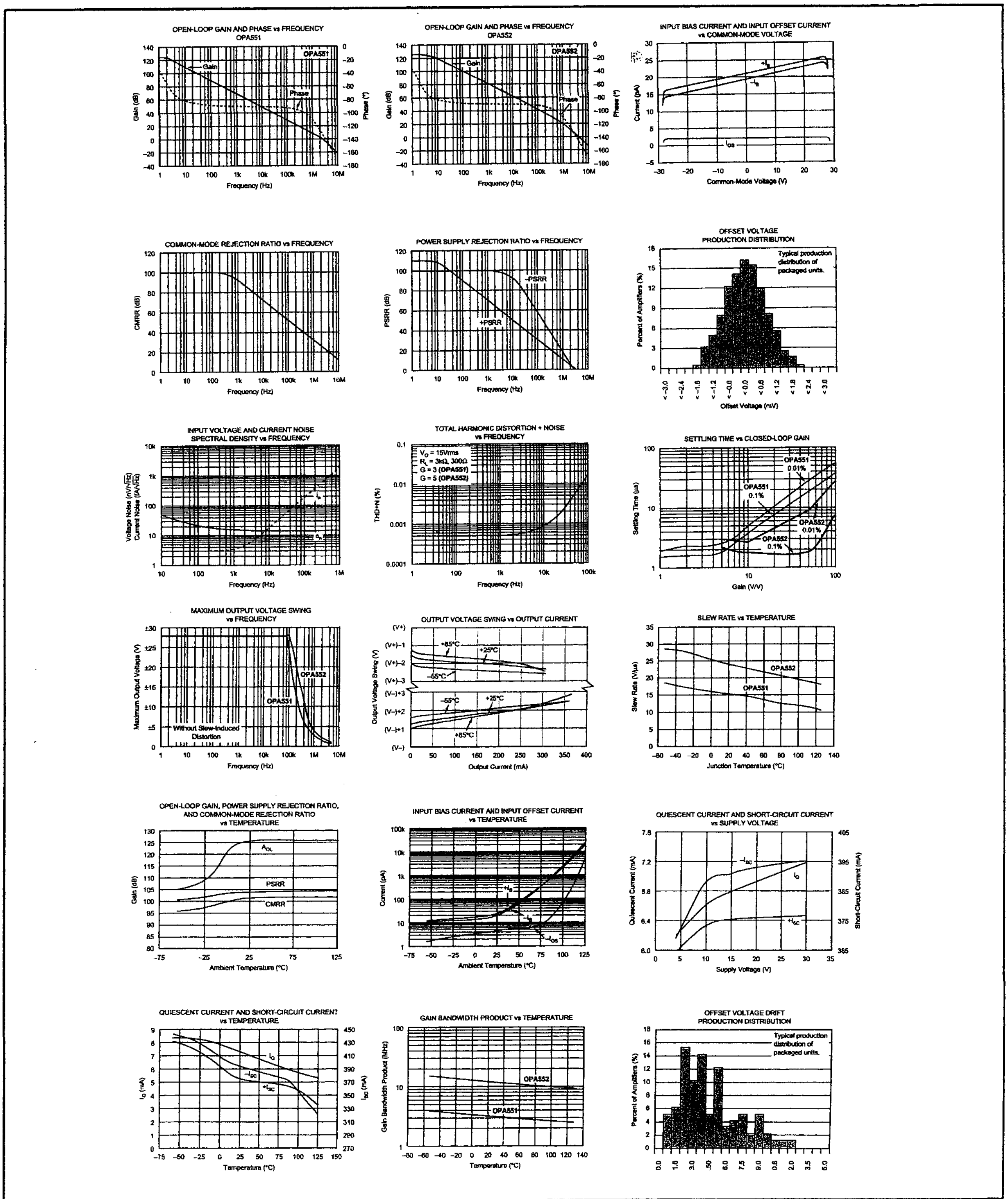
Safe operation area (SOA)
De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-144 is het verband tussen deze twee grootheden getekend voor de drie leverbare uitvoeringen, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.

Thermische beveiliging
De ingebouwde thermische protectie beschermt de chip tegen temperaturen van meer dan 160 °C. De eindtrappen worden losgekoppeld van de belasting, waardoor de opgenomen stroom tot onder de rustwaarde daalt. Als de chip-temperatuur is gedaald ongeveer 140 °C worden de eindtrappen weer vrijgegeven. De status van deze functie kan afgelezen worden van de spanning op de FLAG-pen. Onder normale condities vloeit er een maximale stroom van slechts 50 nA uit deze pen. Bij thermische shut-down levert deze pen maximaal 120 µA. Men kan deze stromen natuurlijk gemakkelijk omzetten in spanningen door deze door een weerstand te laten lopen. In figuur 10/10.2-145 zijn twee typische voorbeelden van deze functie getekend, boven met een HCT-poort en onder met een standaard CMOS-poort. Bij deze laatste toepassing moet men een clamp-diode tussen de ingang en de positieve voeding aanbrengen om de ingang van de poort te beschermen tegen te hoge spanningen.



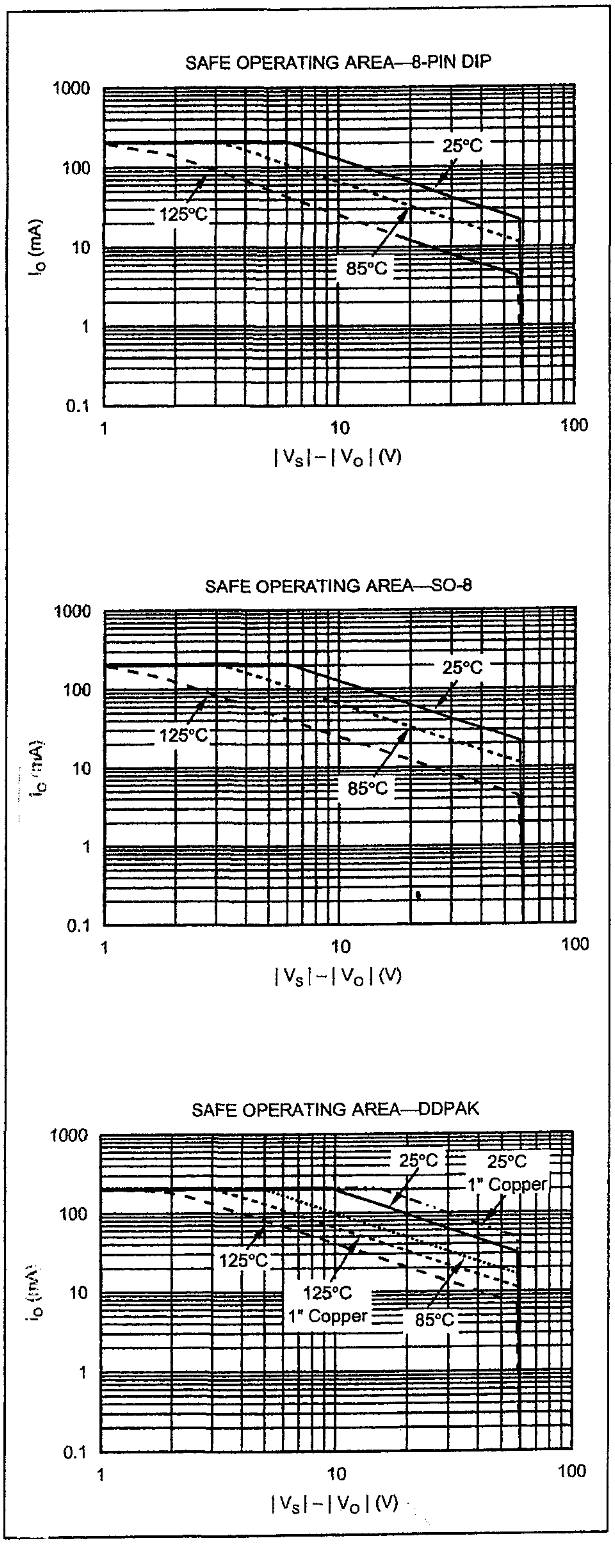
Figuur 10/10.2-142: Aansluitgegevens van de OPA551.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-143: De belangrijkste parameters van de OPA551.

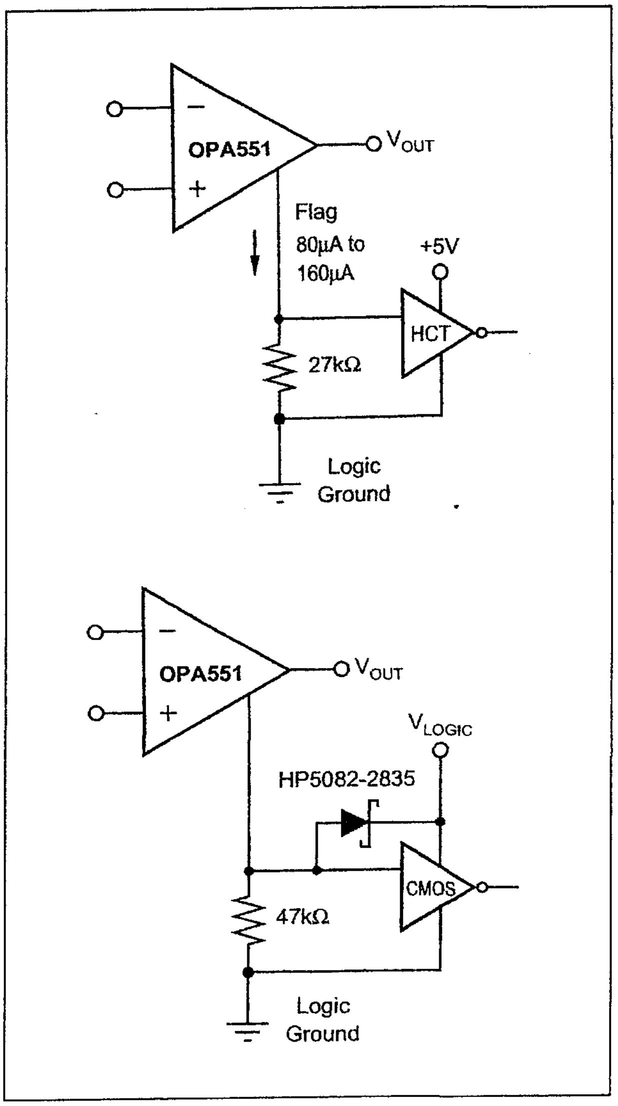
10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-144: Het SOA-gebied voor de eindtransistoren in de OPA551 voor de drie behuizingen.

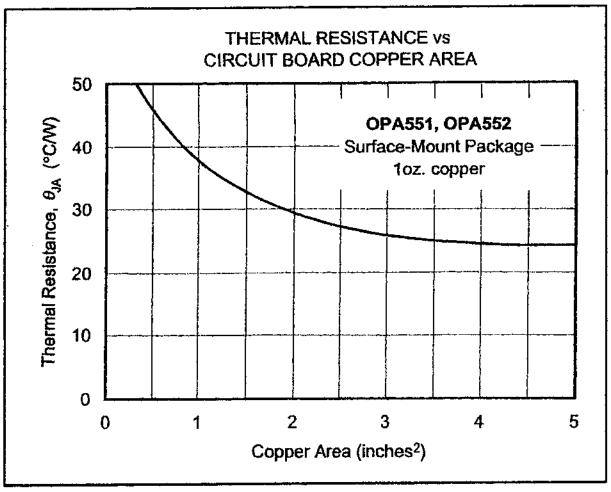
Koeling van de SMD-uitvoering

De SMD-uitvoering van de OPA551 moet gesoldeerd worden op een koperoppervlak op de print. De thermische beveiliging gaat werken bij een chip-temperatuur van ongeveer 160 °C, zodat rekening houdende met de externe temperatuur de chip-temperatuur nooit met meer dan 125 °C mag stijgen door het gedissipeerde vermogen. Uit de grafiek van figuur 10/10.2-146 kan men het noodzakelijke oppervlak van de koperen koelplaat afleiden.

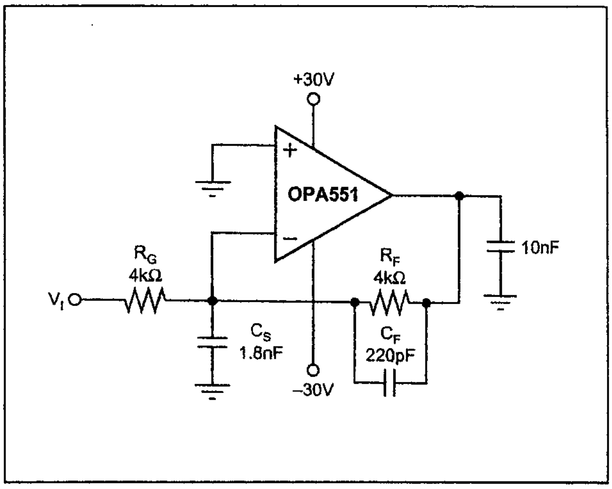


Figuur 10/10.2-145: Twee methoden voor het uitlezen van de FLAG-pen met standaard logica.

10.2 Type-beschrijving



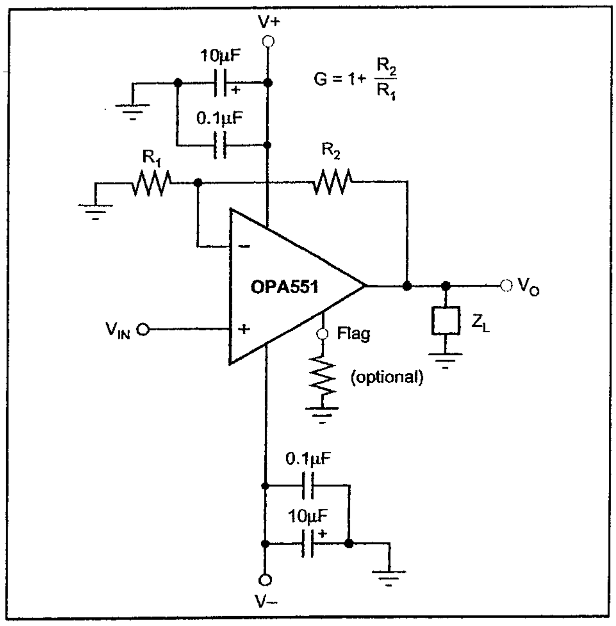
Figuur 10/10.2-146: Het voor de SMD-uitvoering van de OPA551 noodzakelijke koeloppervlak op de print.



Figuur 10/10.2-148: Het aansturen van zware capacitieve belastingen.

Voorbeeld-schakeling

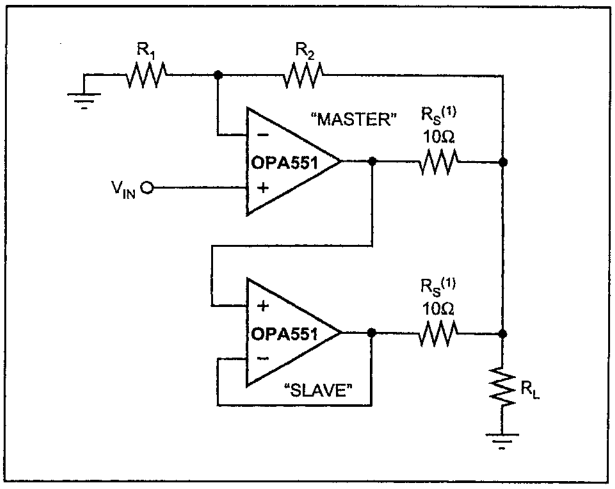
In figuur 10/10.2-147 is de meest eenvoudige externe schakeling rond een OPA551 getekend. De in totaal vier ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC worden gemonteerd. De schakeling wordt aanbevolen voor gesloten lus versterkingen van maximaal 5.



Figuur 10/10.2-147: Typische voorbeeld-schakeling rond de OPA551.

Aansturen van capacitieve belastingen

In figuur 10/10.2-148 wordt de OPA551 toegepast in een schakeling waarmee capacitieve belastingen tot ongeveer 10 nF aangestuurd kunnen worden. De condensatoren zijn noodzakelijk voor het compenseren van de faseverschuivingen die door de capacitieve belasting worden geïntroduceerd.



Figuur 10/10.2-149: Parallel schakelen van identieke op-amp's.

Parallelle configuratie

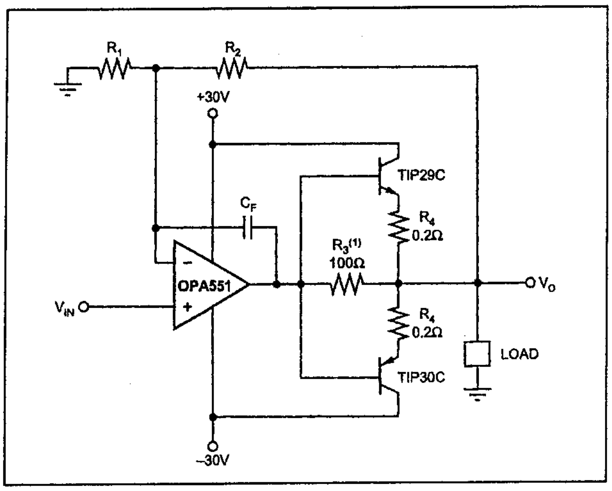
Meerdere OPA551 chip's kunnen volgens het schema van figuur 10/10.2-149 parallel

10.2 Type-beschrijving

worden geschakeld. De onderste op-amp wordt ingesteld als "slaaf", die uit de uitgangsspanning van de bovenste wordt aangestuurd. De twee weerstanden van 10 Ω in de uitgangen zorgen ervoor dat de twee schakelingen even veel stroom aan de gemeenschappelijke belasting leveren.

Verhogen van de uitgangsstroom

In figuur 10/10.2-150 is getekend hoe de OPA551 kan toegepast worden als driver van een complementaire eindtrap. De schakeling is in staat stromen tot +/-1 A te leveren. De weerstand R3 is noodzakelijk als stroombegrenzer maar zorgt er bovendien voor dat de cross-over vervorming wordt geminimaliseerd. Als de uitgangsspanning tussen -0,7 V en +0,7 V ligt zullen de eindtransistoren sperren. De belastingsstroom wordt dan via deze weerstand geleverd door de uitgang van de OPA551.

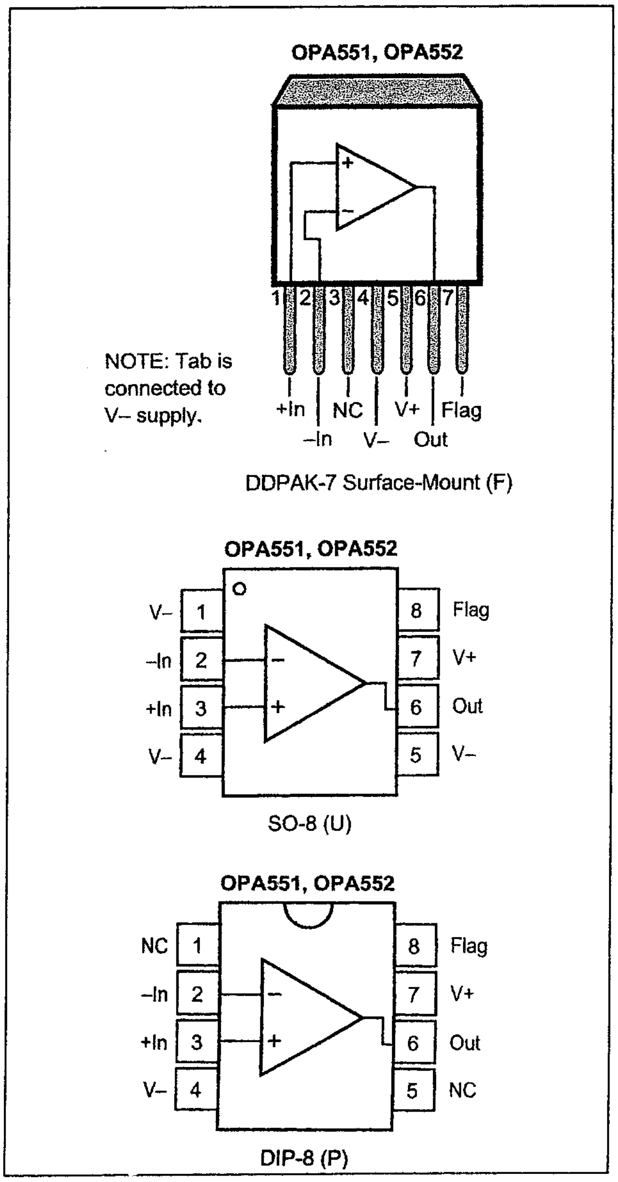


Figuur 10/10.2-150: De OPA551 wordt gebruikt als driver van een complementaire eindtrap.

OPA552

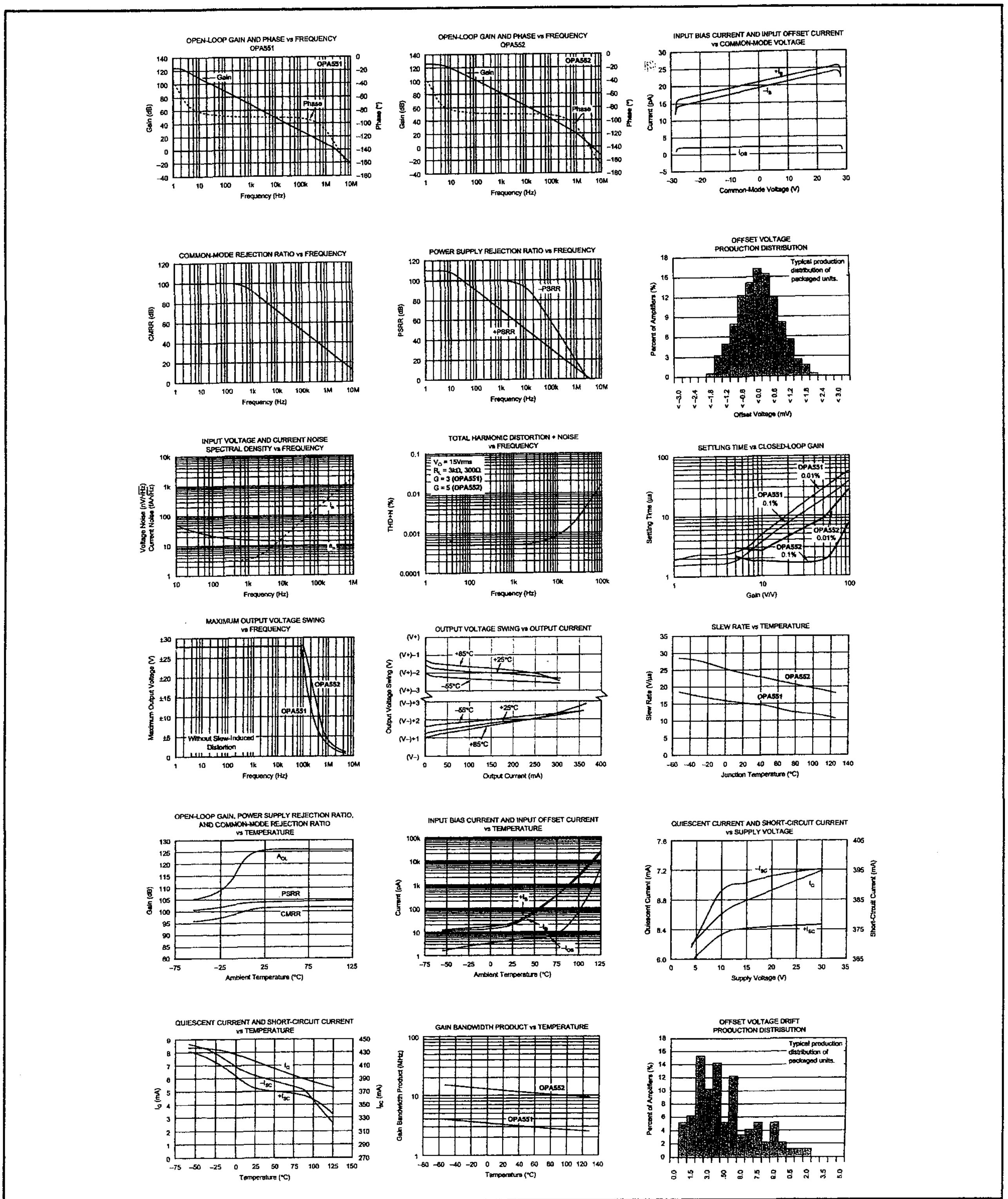
+/-0,2 A, +/-30 V, 12 MHz

De OPA552 levert uitgangsstromen van maximaal +/-200 mA continu uit voedingsspanningen van maximaal +/-30 V. De schakeling heeft een interne overtemperatuur beveiliging en een kortsluitbeveiliging, die de kortsluitstroom begrenst op +/-380 mA. Via een FLAG-uitgang levert de schakeling een signaal als de interne beveiliging wordt ingeschakeld. De schakeling wordt gekarakteriseerd door een zeer hoge ingangsimpedantie, lage paracitaire capaciteit en lage offset- en biasstromen. Het bandbreedte-versterkings product bedraagt 12 MHz, de slew rate 24 µs bij een gesloten lus versterking van 5. Deze vermogen op-amp is ook leverbaar in SMA-behuizing.



Figuur 10/10.2-151: Aansluitgegevens van de OPA552.

10.2 Type-beschrijving

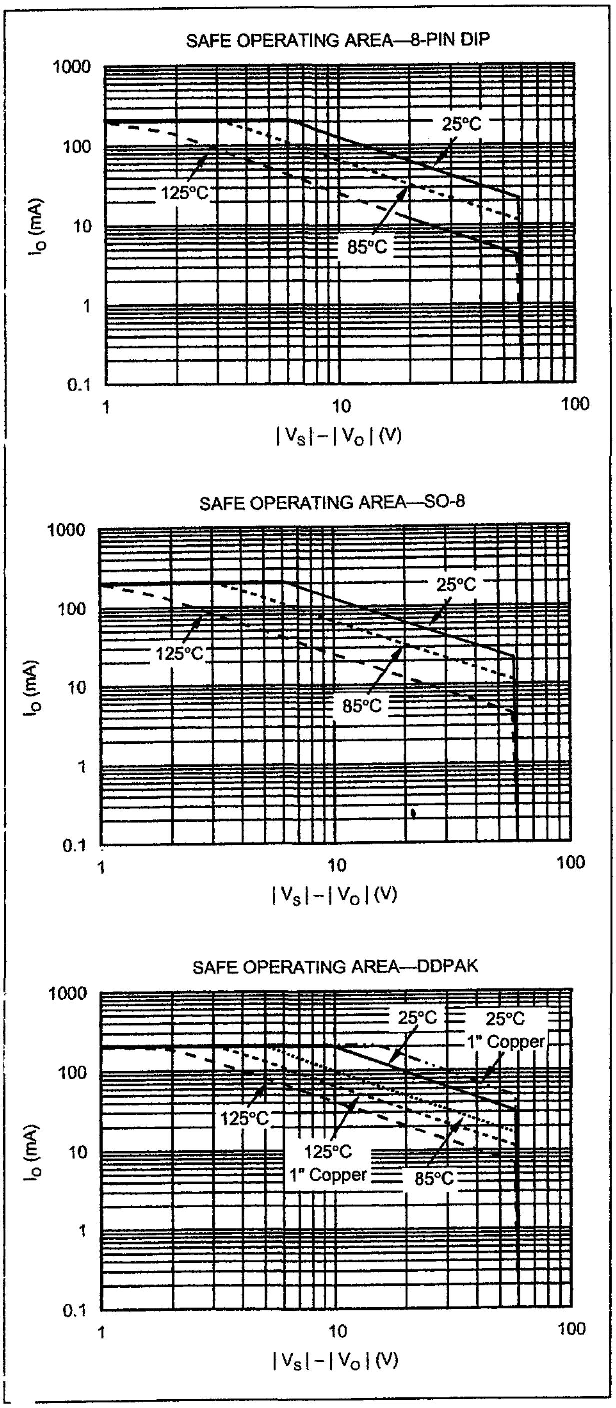


Figuur 10/10.2-152: De belangrijkste parameters van de OPA552.

10.2 Type-beschrijving

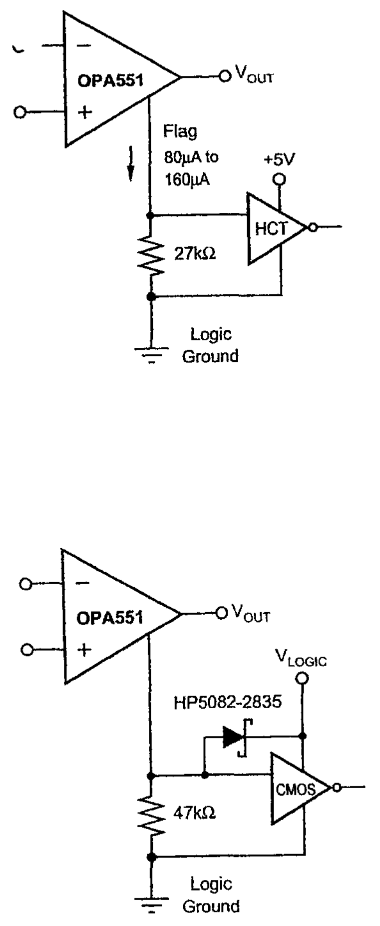
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-8, SO-8, DDPAK-7
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-151
- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min, +/-30,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-7,0 mA typisch, +/-10,0 mA max.
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 5 mV max.
- biasstroom ingang:
  20 pA typisch, 100 pA max.
- offsetstroom ingang:
  3 pA typisch, 100 pA max.
- ingangsimpedantie:
  10^{13} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  2 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-2,5 V typisch
- common mode rejection:
  102 dB typisch, 92 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 3 kΩ: 126 dB typisch, 100 dB min.
- thermische weerstand:
  SO-8: 90 °C/W
  DIL-8: 100 °C/W
  DDPAK-7: 65 °C/W
- uitgangsstroom:
  +/-200 mA typisch continu
- kortsluitstroom:
  380 mA typisch
- uitgangsspanning:
  bij 200 mA: voeding +/-3,0 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  12,0 MHz
- slew-rate:
  24,0 V/µs typisch
- settling tijd:
  10 V stap: 2,2 µs typisch
- shut-down flag:
  niet actief: 1 µA max.
  actief: 160 µA max.
- totale harmonische vervorming:
  bij 15 V_{eff}, 3 kΩ en 1 kHz: 0,0005 % typisch



Figuur 10/10.2-153: Het SOA-gebied voor de eindtransistoren in de OPA552 voor de drie behuizingen.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-154: Twee methoden voor het uitlezen van de FLAG-pen met standaard logica.

Belangrijkste parameters
De belangrijkste parameters van de OPA552 zijn samengevat in figuur 10/10.2-152.

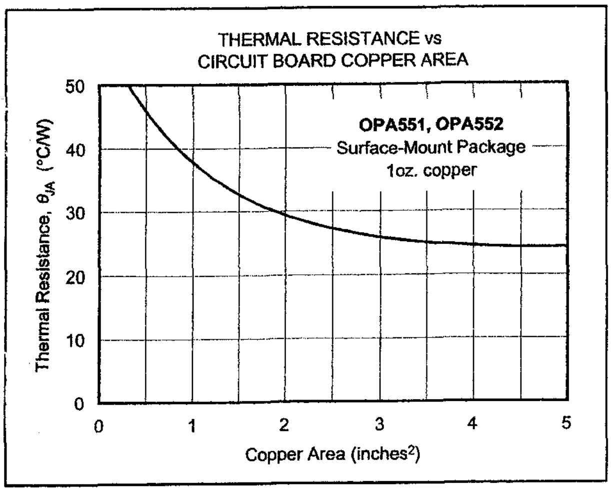
Safe operation area (SOA)
De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-153 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.

Thermische beveiliging
De ingebouwde thermische protectie beschermt de chip tegen temperaturen van meer dan 160 °C. De eindtrappen worden losgekoppeld van de belasting, waardoor de opgenomen stroom tot onder de rustwaarde daalt. Als de chip-temperatuur is gedaald tot ongeveer 140 °C worden de eindtrappen weer vrijgegeven. De status van deze functie kan afgelezen worden van de spanning op de FLAG-pen. Onder normale condities vloeit er een maximale stroom van slechts 50 nA uit deze pen. Bij thermische shut-down levert deze pen maximaal 120 µA. Men kan deze stromen natuurlijk gemakkelijk omzetten in spanningen door deze door een weerstand te laten lopen. In figuur 10/10.2-154 zijn twee typische voorbeelden van deze functie getekend, boven met een HCT-poort en onder met een standaard CMOS-poort. Bij deze laatste toepassing moet men een clamp-diode tussen de ingang en de positieve voeding aanbrengen om de ingang van de poort te beschermen tegen te hoge spanningen.

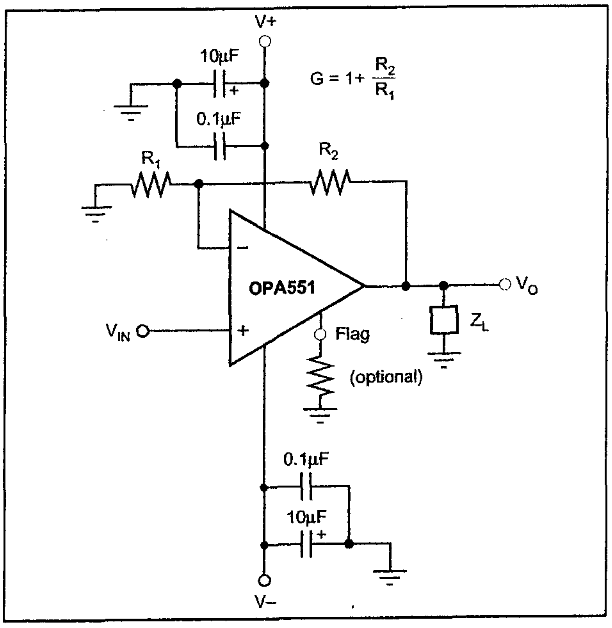
Koeling van de SMD-uitvoering
De SMD-uitvoering van de OPA552 moet gesoldeerd worden op een koperoppervlak op de print. De thermische beveiliging gaat werken bij een chip-temperatuur van ongeveer 160 °C, zodat rekening houdende met de externe temperatuur de chip-temperatuur nooit met meer dan 125 °C mag stijgen door het gedissipeerde vermogen. Uit de grafiek van figuur 10/10.2-155 kan men het noodzakelijke oppervlak van de koperen koelplaat afleiden.

Voorbeeld-schakeling
In figuur 10/10.2-156 is de meest eenvoudige externe schakeling rond een OPA552 getekend. De in totaal vier ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC worden gemonteerd.
De schakeling wordt aanbevolen voor gesloten lus versterkingen van maximaal 5.

10.2 Type-beschrijving



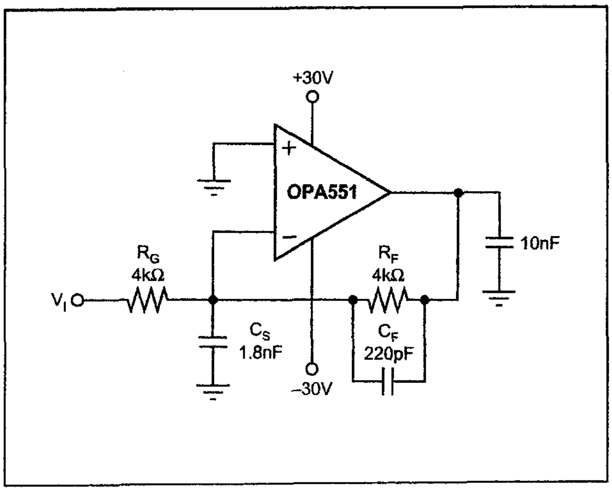
Figuur 10/10.2-155: Het voor de SMD-uitvoering van de OPA552 noodzakelijke koeloppervlak op de print.



Figuur 10/10.2-156: Typische voorbeeld-schakeling rond de OPA552.

Aansturen van capacitieve belastingen

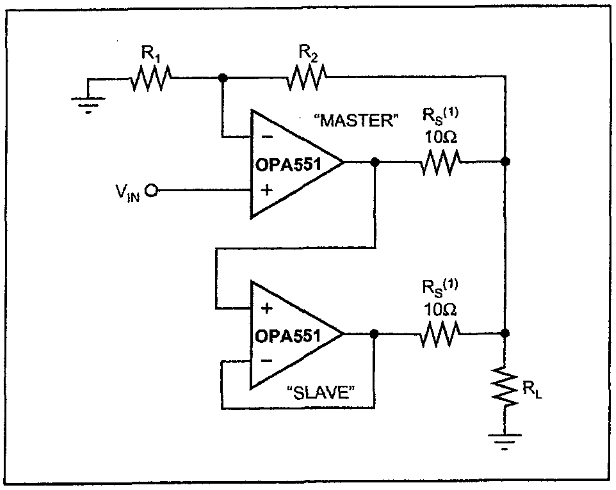
In figuur 10/10.2-157 wordt de OPA552 toegepast in een schakeling waarmee capacitieve belastingen tot ongeveer 10 nF aangestuurd kunnen worden. De condensatoren zijn noodzakelijk voor het compenseren van de faseverschuivingen die door de capacitieve belasting worden geïntroduceerd.



Figuur 10/10.2-157: Het aansturen van zware capacitieve belastingen.

Parallelle configuratie

Meerdere OPA552 chip's kunnen volgens het schema van figuur 10/10.2-158 parallel worden geschakeld. De onderste op-amp wordt ingesteld als "slaaf", die uit de uitgangsspanning van de bovenste wordt aangestuurd. De twee weerstanden van 10 Ω in de uitgangen zorgen ervoor dat de twee schakelingen even veel stroom aan de gemeenschappelijke belasting leveren.

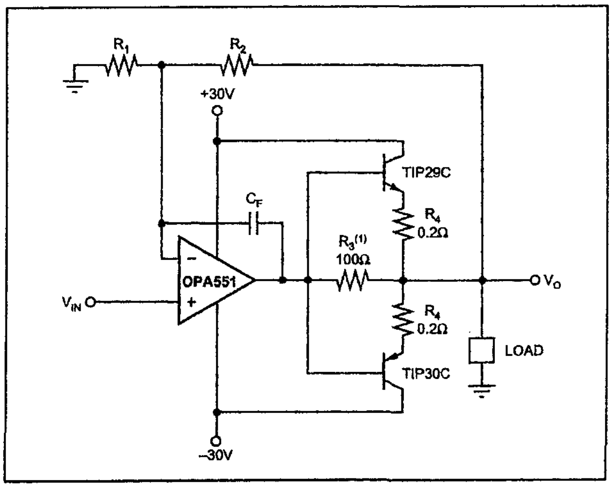


Figuur 10/10.2-158: Parallel schakelen van identieke op-amp's.

10.2 Type-beschrijving

Verhogen van de uitgangsstroom

In figuur 10/10.2-159 is getekend hoe de OPA552 kan toegepast worden als driver van een complementaire eindtrap. De schakeling is in staat stromen tot +/-1 A te leveren. De weerstand R3 is noodzakelijk als stroombegrenzer maar zorgt er bovendien voor dat de cross-over vervorming wordt geminimaliseerd. Als de uitgangsspanning tussen -0,7 V en +0,7 V ligt zullen de eindtransistoren sperren. De belastingsstroom wordt dan via deze weerstand geleverd door de uitgang van de OPA552.



Figuur 10/10.2-159: De OPA552 wordt gebruikt als driver van een complementaire eindtrap.

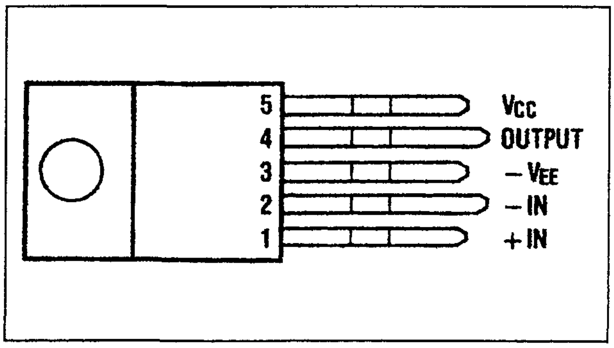
LM675

+/-3 A, +/-30 V, 30 W, 5,5 MHz

De LM675 levert uitgangsstromen van maximaal +/-3 A continu uit voedingsspanningen van maximaal +/-30 V. Het IC verbruikt maximaal 30 W. Het IC is voorzien van een interne thermische beveiliging, SOA-beveiliging en protectie-dioden op de uitgang. Intern zijn compensatie-componenten aanwezig die zijn geoptimaliseerd voor gesloten lus versterkingen van 10 en groter. Voor de rest gedraagt de LM675 zich als iedere standaard op-amp, extra faciliteiten als stroombegrenzing of shut-down zijn niet aanwezig.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: 5-pens TO-220
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-160
- voedingsspanning: +/-8,0 V min, +/-30,0 V max.
- ruststroom: 18 mA typisch, 50 mA max.
- offsetspanning ingang: 1 mV typisch, 10 mV max.
- biasstroom ingang: 0,2 μA typisch, 2 μA max.
- offsetstroom ingang: 50 nA typisch, 500 nA max.
- ingangsspanning: +/-22 V max.
- common mode rejection: 90 dB typisch, 70 dB min.
- spanningsversterking: 90 dB typisch, 70 dB min.
- vermogensdissipatie: 30 W max.
- uitgangsstroom: +/-3,0 A typisch continu
- uitgangsspanning: bij 8 Ω: +/-21 V typisch
- versterking-bandbreedte product: 5,5 MHz typisch
- slew-rate: 8,0 V/μs typisch

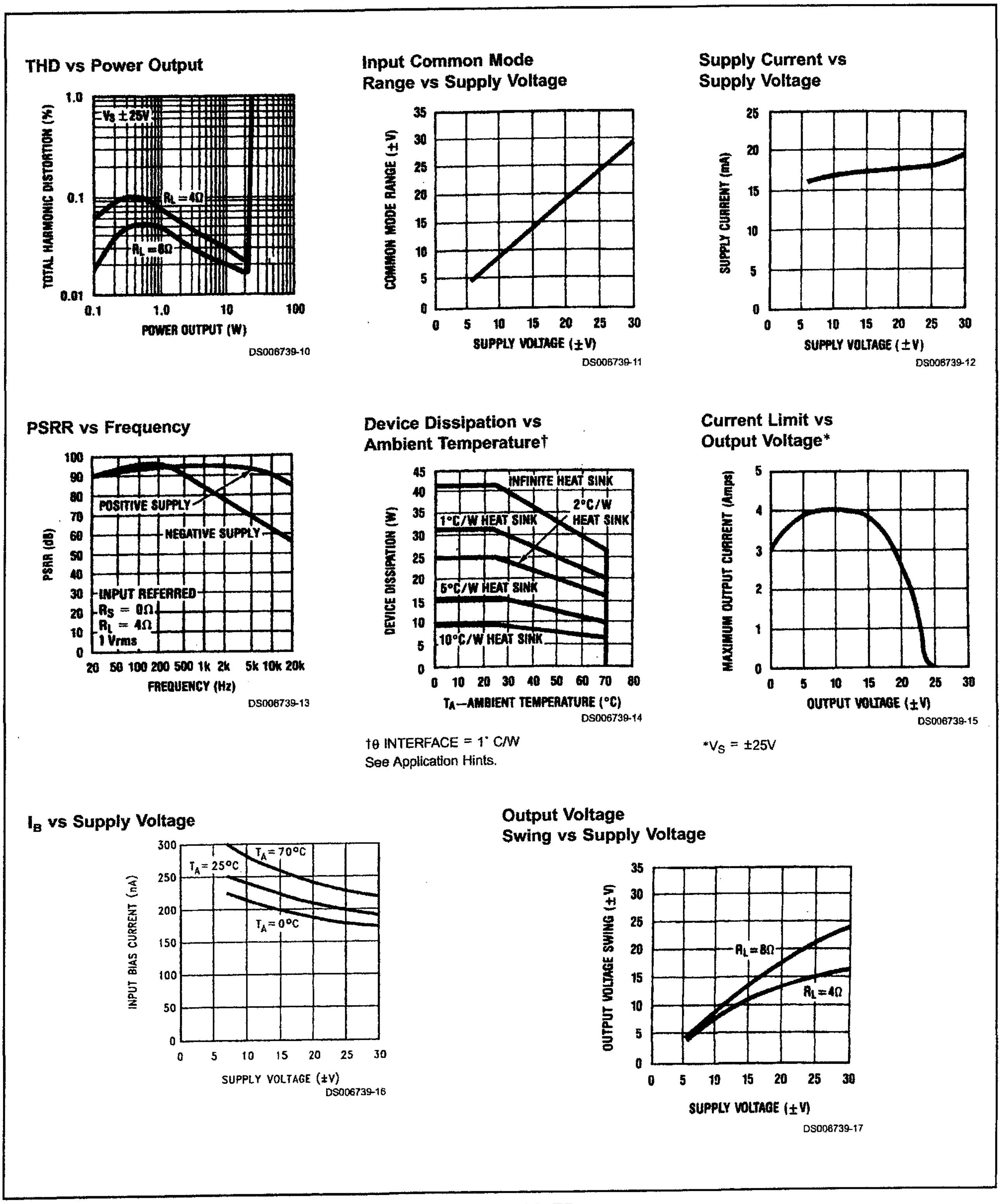


Figuur 10/10.2-160: Aansluitgegevens van de LM675.

Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de LM675 zijn samengevat in figuur 10/10.2-161.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-161: De belangrijkste parameters van de LM675.

10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SOA)

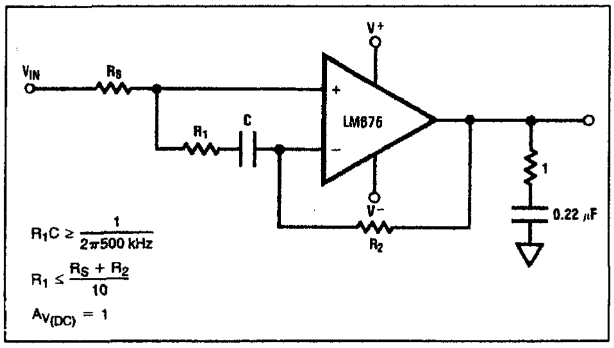
De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. De beveiliging die in de LM675 is ingebouwd houdt met beide factoren rekening. Als er over de eindtransistoren kleine spanningen staan treedt de beveiliging in werking als de uitgangsstroom groter wordt dan +/-4 A. Als de spanning over de eindtransistoren stijgt zal de schakeling de maximaal te leveren stroom naar een lagere waarde reduceren.

Thermische beveiliging

De interne thermische beveiliging stuurt de chip naar een shut-down status als de chiptemperatuur hoger wordt dan +170 °C. De beveiliging schakelt uit als de temperatuur gedaald is tot ongeveer +145 °C. Bij een tweede cyclus schakelt het systeem weer in bij een temperatuur van +150 °C.

Voorbeeld-schakeling

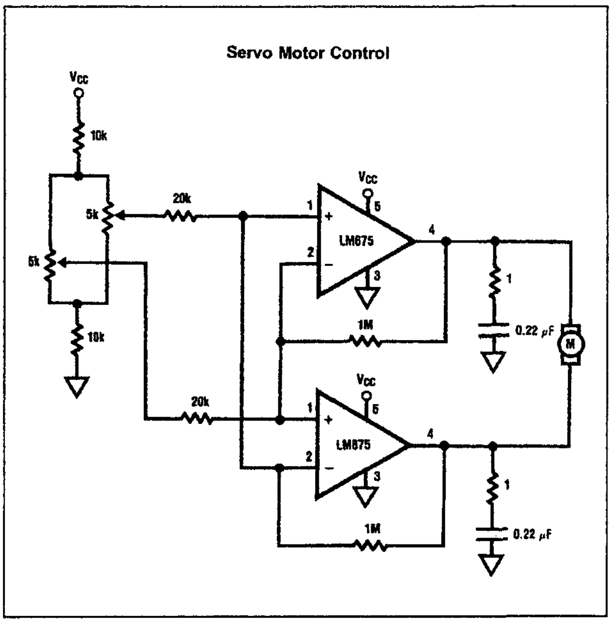
In figuur 10/10.2-162 wordt de LM675 toegepast als niet-inverterende buffer. De schakeling is gecompenseerd voor een bandbreedte van 50 kHz.



Figuur 10/10.2-162: De LM675 toegepast als niet-inverterende bufferversterker.

Servomotor driver

In figuur 10/10.2-163 worden twee stuks LM675 ingezet als servo-driver. De motor is opgenomen tussen de twee uitgangen van de op-amp's, zodat de motor in beide richtingen gestuurd kan worden met unipolaire voeding.



Figuur 10/10.2-163: Twee LM675 op-amp's worden toegepast voor het besturen van een servomotor.

OPA2541

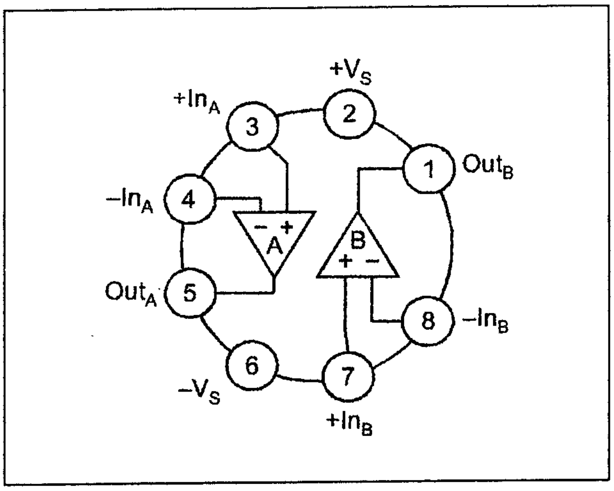
+/-5 A, +/-40 V, 120 W, 1,6 MHz, dubbel

De OPA2541 is een dubbele operationele versterker die per kanaal uitgangsstromen van maximaal +/-5 A continu levert uit voedingsspanningen van maximaal +/-40 V. Het IC verbruikt maximaal 125 W. De maximale uitgangsstroom wordt beperkt op ongeveer 6 A. De schakelingen zijn ondergebracht in een standaard TO-3 behuizing, die volledig van de interne schakelingen is geïsoleerd. Er worden twee uitvoeringen geleverd, namelijk de OPA2541AM en de OPA2541BM, die onderling in een paar specificaties verschillen. De schakeling wordt gekarakteriseerd door een zeer hoge ingangsimpedantie, een zeer lage ingangscapaciteit en lage waarden van de ingangsstromen en -spanningen.

10.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-164
- voedingsspanning:
  AM-type: +/-10,0 V min, +/-35,0 V max.
  BM-type: +/-10,0 V min, +/-40,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-20 mA typisch, +/-25 mA max.
- offsetspanning ingang:
  AM-type: 2 mV typisch, 10 mV max.
  BM-type: 0,25 mV typisch, 1 mV max.
- biasstroom ingang:
  15 pA typisch, 50 pA max.
- offsetstroom ingang:
  5 pA typisch, 30 pA max.
- ingangsimpedantie:
  10^{12} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  1 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-3,0 V typisch
- common mode rejection:
  106 dB typisch, 95 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 6 Ω: 96 dB typisch, 90 dB min.
- vermogensdissipatie:
  125 W max.
- thermische weerstand:
  0,8 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  AM-type: +/-5,0 A typisch continu
  BM-type: +/-3,5 A typisch continu
- kortsluitstroom:
  6 A typisch
- uitgangsspanning:
  bij 5 A: voeding +/-5,0 V typisch
- capacitieve belasting:
  3,3 nF
  overspraak:
  bij 1 kHz en 6 Ω: 80 dB min.
- versterking-bandbreedte product:
  bij 8 Ω: 1,6 MHz
- slew-rate:
  bij 8 Ω en 50 V: 8,0 V/μs typisch
- settling tijd:
  bij 2 V: 2 μs typisch
  vermogensbandbreedte:
  bij 8 Ω en 20 V_{eff}: 55 kHz

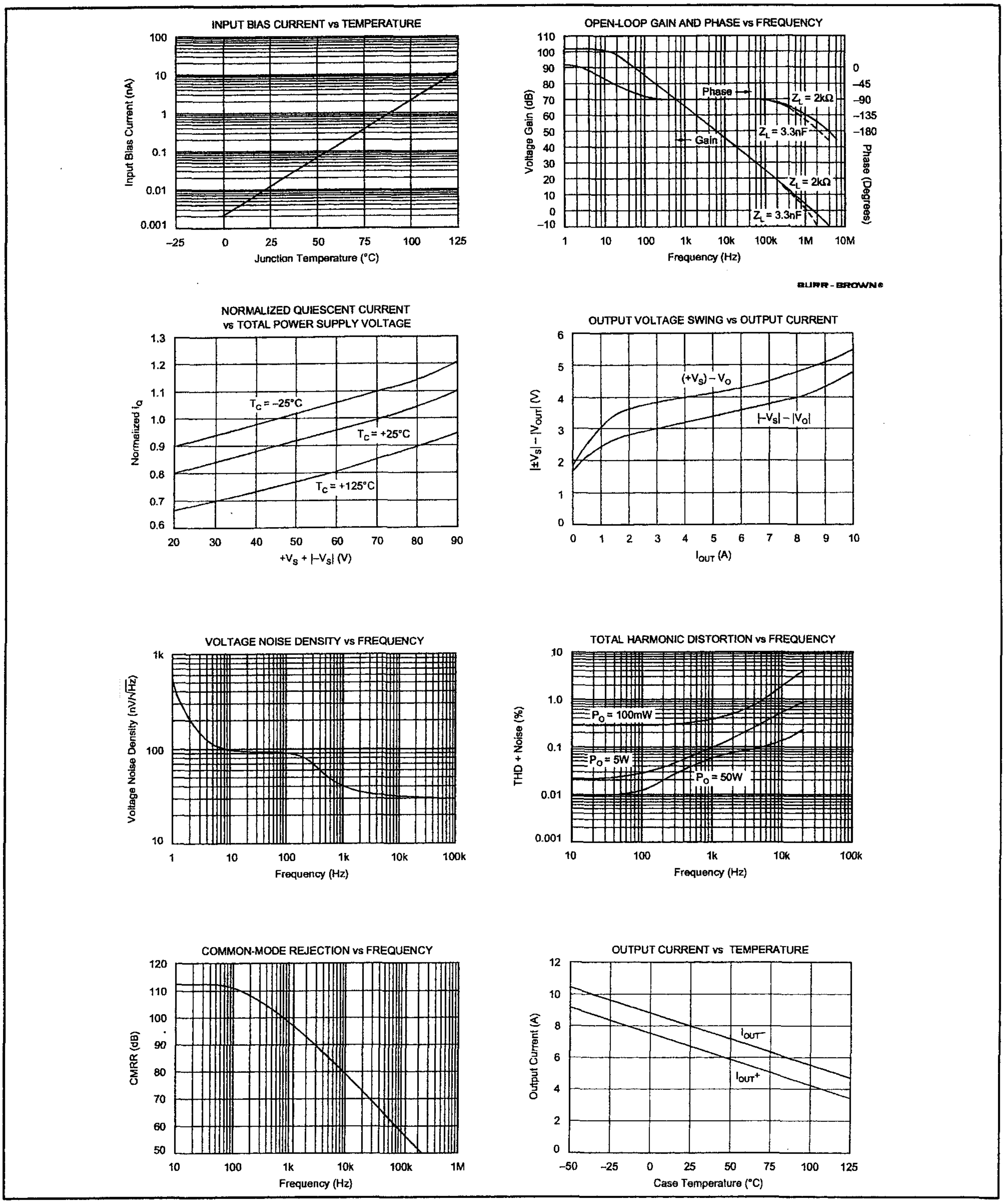


Figuur 10/10.2-164: Aansluitgegevens van de OPA2541.

Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de OPA2541 zijn samengevat in figuur 10/10.2-165.

10.2 Type-beschrijving

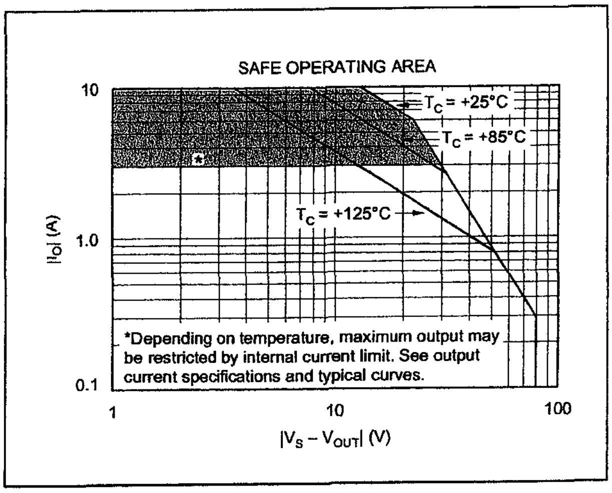


Figuur 10/10.2-165: De belangrijkste parameters van de OPA2541.

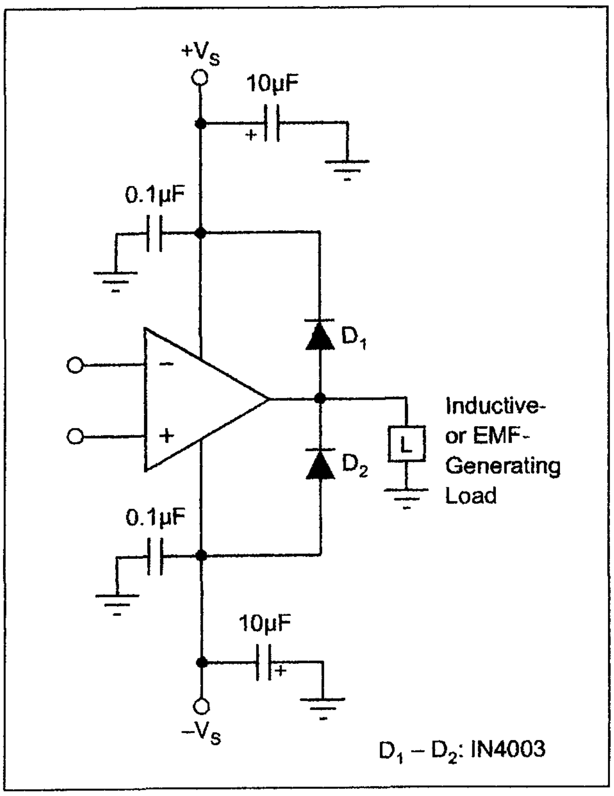
10.2 Type-beschrijving

Safe operation area (SOA)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-166 is het verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.



Figuur 10/10.2-166: Het SOA-gebied voor de eindtransistoren in de OPA2541.



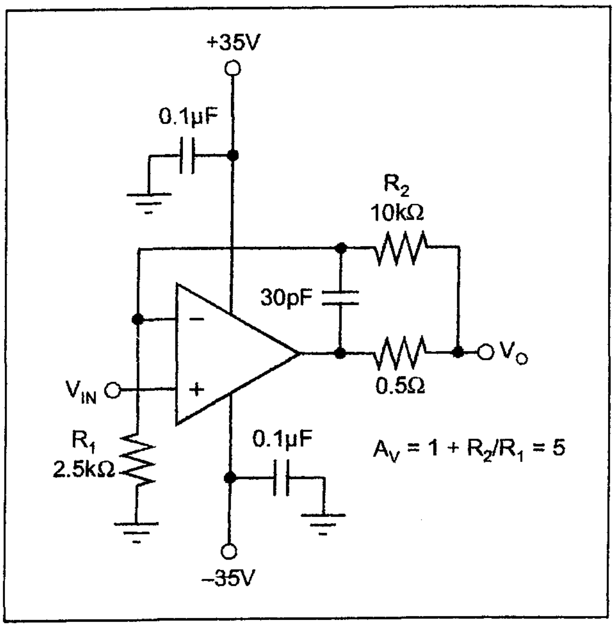
Figuur 10/10.2-167: Typisch voorbeeld-schakeling rond de OPA2541.

Stroombegrenzing

De maximale stroom die de OPA2541 levert wordt intern begrensd op ongeveer 6 A. Dit is echter géén kortsluitbeveiliging! Zou men bij een voeding van +/-35 V de uitgang kortsluiten naar de massa, dan volgt uit de SOA-grafiek dat de maximale veilige stroom slechts ongeveer 1,8 A bedraagt. De interne stroombegrenzing beschermt de schakeling in een dergelijk geval dus niet!

Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-167 is de meest eenvoudige externe schakeling rond een OPA2541 getekend. De in totaal vier ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC worden gemonteerd. De twee dioden D1 en D2 (1N4003 minimaal) zijn verplicht als de versterker gebruikt wordt voor het aansturen van inductieve belastingen.

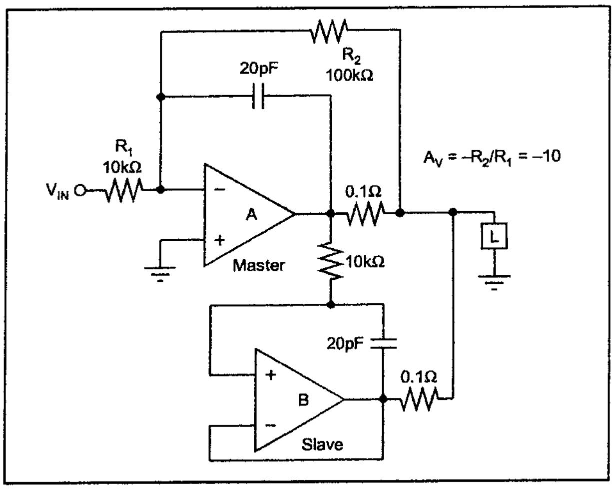


Figuur 10/10.2-168: Het aansturen van capacitieve belastingen.

10.2 Type-beschrijving

Aansturen van capacitieve belastingen
Voor het aansturen van capacitieve belastingen moet men het schema van figuur 10/10.2-168 toepassen. De versterking wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2. In het getekende voorbeeld is de versterking ingesteld op 5.

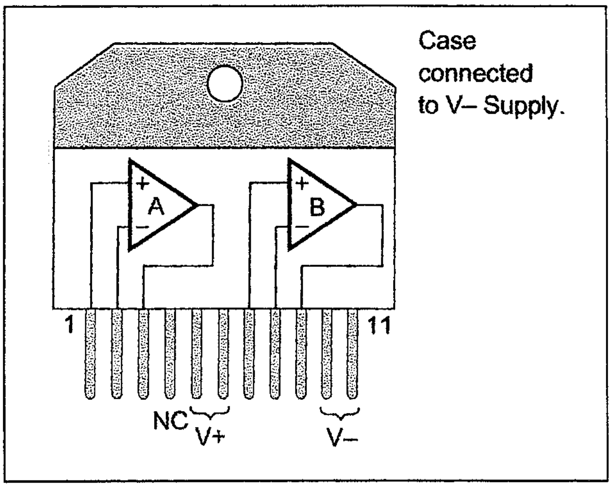
Parallel schakelen
De twee OPA2541 schakelingen in de behuizing kunnen volgens het schema van figuur 10/10.2-169 parallel worden geschakeld. De versterker A dient hierbij als "master", die de totale spanningsversterking vastlegt. Schakeling B wordt toegepast als "slave", die als buffer is geschakeld en gestuurd wordt uit de uitgangsspanning van de "master".



Figuur 10/10.2-169: Het parallel schakelen van twee OPA2541 op-amp's.

OPA2544

+/-2 A, +/-35 V, 25 W, 1,4 MHz, dubbel
De OPA2544 is een dubbele operationele versterker die per kanaal uitgangsstromen van maximaal +/-2 A continu levert uit voedingsspanningen van maximaal +/-35 V. Het IC verbruikt maximaal 25 W. De maximale uitgangsstroom wordt beperkt op ongeveer 4 A. Daarnaast is een thermische beveiliging ingebouwd. De schakelingen zijn ondergebracht in een behuizing, die verbonden is met de negatieve voedingspen. De schakeling wordt gekarakteriseerd door een hoge ingangsimpedantie en lage waarden van de ingangsstromen en -spanningen.



Figuur 10/10.2-170: Aansluitgegevens van de OPA2544.

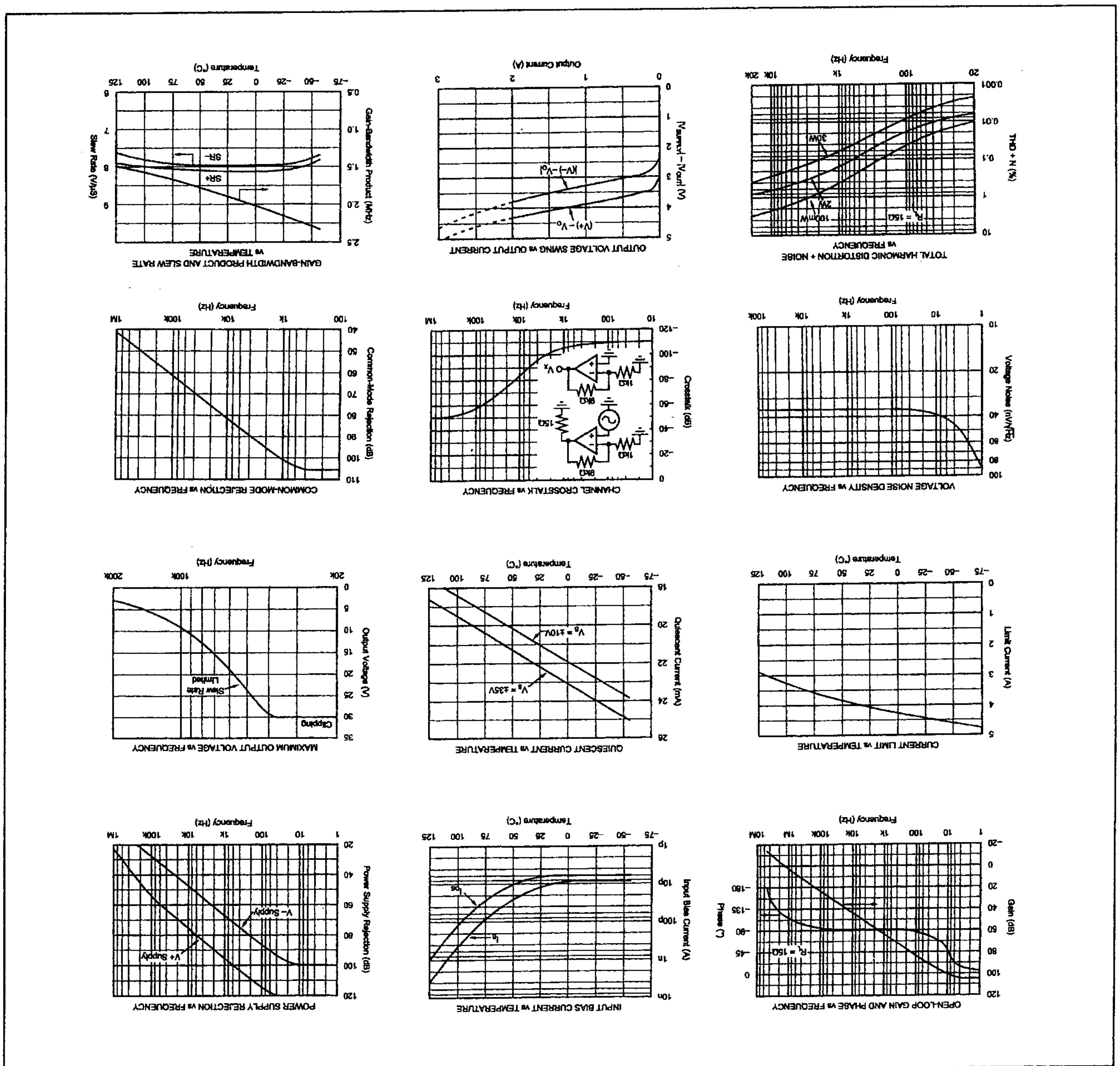
Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 11-pens plastic met koeltab
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-170
- voedingsspanning:
  +/-10,0 V min, +/-35,0 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-22 mA typisch, +/-30 mA max.
- offsetspanning ingang:
  1 mV typisch, 5 mV max.
- biasstroom ingang:
  15 pA typisch, 50 pA max.
- offsetstroom ingang:
  10 pA typisch, 50 pA max.
- ingangsimpedantie:
  10^{12} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  8 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding +/-5,0 V typisch
- common mode rejection:
  106 dB typisch, 90 dB min.
- spanningsversterking:
  bij 15 Ω: 103 dB typisch, 90 dB min.
- vermogensdissipatie:
  25 W max.

10.2 Type-beschrijving

- thermische weerstand:
  2,0 °C/W typisch
- uitgangsstroom:
  +/-2,0 A typisch continu
- kortsluitstroom:
  +/-4 A typisch
- uitgangsspanning:
  bij 2 A: voeding +/-5,0 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  bij 15 Ω: 1,4 MHz
- slew-rate:
  bij 15 Ω en 60 V: 8,0 V/µs typisch
- settling tijd:
  bij 10,6 V: 25 µs typisch

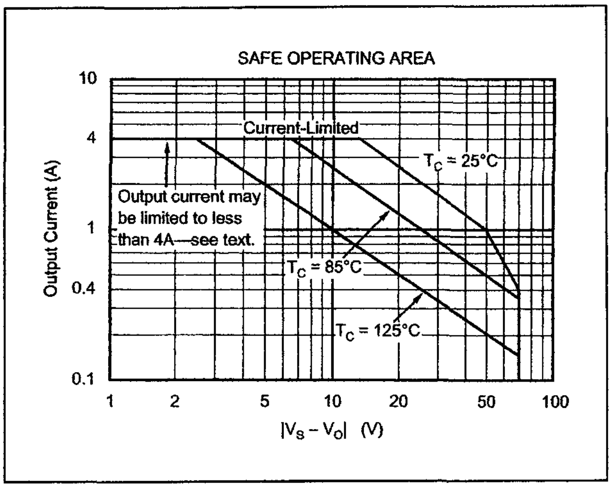
Belangrijkste parameters

De belangrijkste parameters van de OPA2544 zijn samengevat in figuur 10/10.2-171.



Figuur 10/10.2-171: De belangrijkste parameters van de OPA2544.

10.2 Type-beschrijving

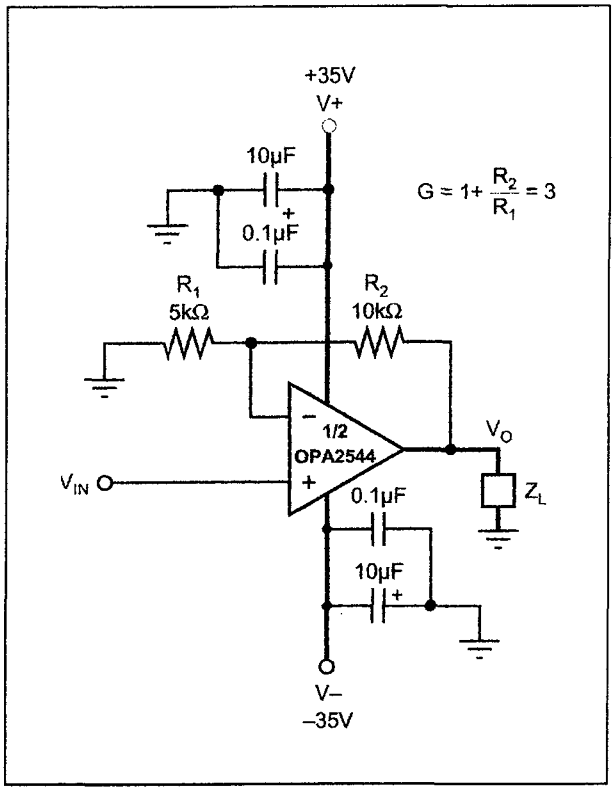


Figuur 10/10.2-172: Het SOA-gebied voor de eindtransistoren in de OPA2544.

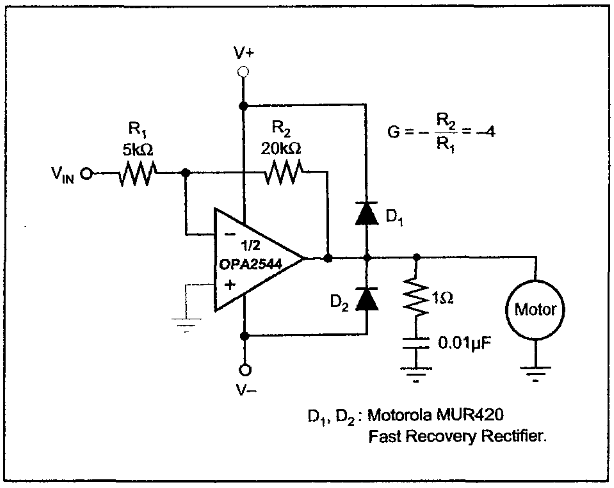
verband tussen deze twee grootheden getekend, met daarin aangegeven het veilige werkingsgebied.

Stroombegrenzing

De maximale stroom die de OPA2544 levert wordt intern begrensd op ongeveer 4 A. Dit is echter géén kortsluitbeveiliging! Zou men bij een voeding van +/-35 V de uitgang kortsluiten naar de massa, dan volgt uit de SOA-grafiek dat de maximale veilige stroom slechts ongeveer 1,5 A bedraagt. De interne stroombegrenzing beschermt de schakeling in een dergelijk geval dus niet, maar dan treedt wel de thermische beveiliging in werking.



Figuur 10/10.2-173: Typisch voorbeeld-schakeling rond de OPA2544.



Figuur 10/10.2-174: Het aansturen van inductieve belastingen.

Safe operation area (SOA)

De safe operation area wordt beperkt door de spanning over en de stroom door de eindtransistoren. In figuur 10/10.2-172 is het

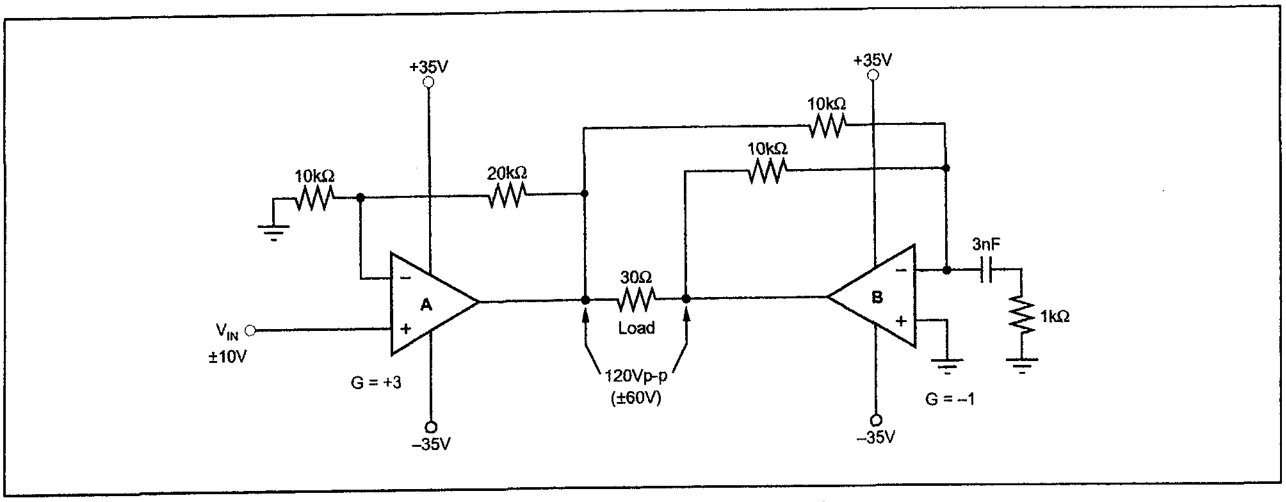
Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-173 is de meest eenvoudige externe schakeling rond een OPA2544 getekend. De in totaal vier ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC worden gemonteerd.

Aansturen van inductieve belastingen

Voor het aansturen van inductieve belastingen moet men het schema van figuur 10/10.2-174 toepassen.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-175: Het in brug schakelen van twee OPA2544 op-amp's.

De versterking wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2. De twee dioden D1 en D2 beschermen de schakeling tegen de temk-spanningen die door de inductieve belasting worden gegenereerd. Aanbevolen wordt fast recovery dioden toe te passen.

Brugschakeling
De twee OPA2544 schakelingen in de behuizing kunnen volgens het schema van figuur 10/10.2-175 in brug worden geschakeld. De versterker A dient hierbij als "master", die de totale spanningsversterking vastlegt. Schakeling B wordt toegepast als "slave", die als inverterende buffer is geschakeld en gestuurd wordt uit de uitgangsspanning van de "master". Over de belasting kan een spanning staan van maximaal 120 V.

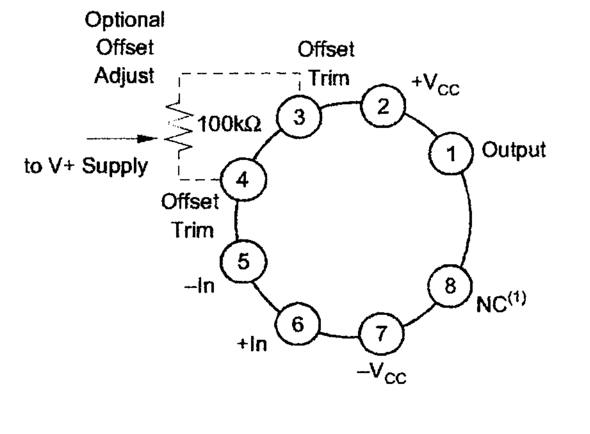
3583

+/-75 mA, +/-150 V, 5 MHz
Hoewel de 3583 met zijn 75 mA niet écht een hoge uitgangsstroom kan leveren, wordt deze schakeling hier toch opgenomen omdat hij een andere unieke eigenschap heeft. Hij kan gevoed worden uit spanningen van maximaal +/-150 V! Dat, in combinatie met een slew rate van 30 V/µs zorgt ervoor dat dit IC vaak zal worden toegepast in applicaties waarbij de ontwerper onmiddellijk in dit hoofdstuk gaat zoeken. Het IC is voorzien van een interne thermische beveiliging.

Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 8-pens TO-3
- aansluitgegevens: figuur 10/10.2-176
- voedingsspanning:
  +/-50 V min, +/-150 V max.
- voedingsstroom zonder ingangsspanningen:
  +/-8,5 mA max.
- offsetspanning ingang:
  3 mV max.
- biasstroom ingang:
  20 pA max.
- offsetstroom ingang:
  20 pA max.
- ingangsimpedantie:
  10^{11} Ω typisch
- ingangscapaciteit:
  10 pF typisch
- ingangsspanning:
  voeding
- common mode rejection:
  110 dB typisch
- spanningsversterking:
  zonder belasting: 118 dB typisch
- uitgangsstroom:
  +/-75 mA typisch continu

10.2 Type-beschrijving

- kortsluitstroom:
  +/-100 mA typisch
- capacitieve belasting:
  10 nF max.
- uitgangsspanning:
  voeding +/-10 V typisch
- versterking-bandbreedte product:
  5,0 MHz typisch
- vermogensbandbreedte:
  bij 10 kΩ: 60 kHz typisch
- slew-rate:
  30,0 V/µs typisch
- settling tijd:
  12 µs typisch
- ruisspanning:
  0,01 Hz - 10 Hz: 5 µVttt typisch
  10 Hz - 1 kHz: 1,7 µVeffectief typisch
- ruisstroom:
  0,01 Hz - 10 Hz: 0,3 pAttt typisch



Figuur 10/10.2-176: Aansluitgegevens van de 3583.

Belangrijkste parameters

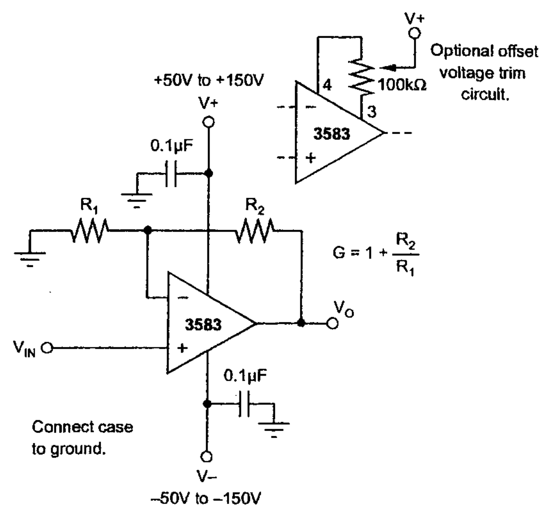
De belangrijkste parameters van de 3583 zijn samengevat in figuur 10/10.2-177.

Thermische beveiliging

De 3583 is voorzien van een thermische protectie, die inschakelt bij een chip-temperatuur van ongeveer +150 C. De schakeling zal de uitgangsstroom reduceren, waardoor de temperatuur daalt. Deze beveiliging zal de op-amp ook beschermen tegen kortsluitingen naar de massa, echter niet tegen sluitingen naar een van de voedingsspanningen.

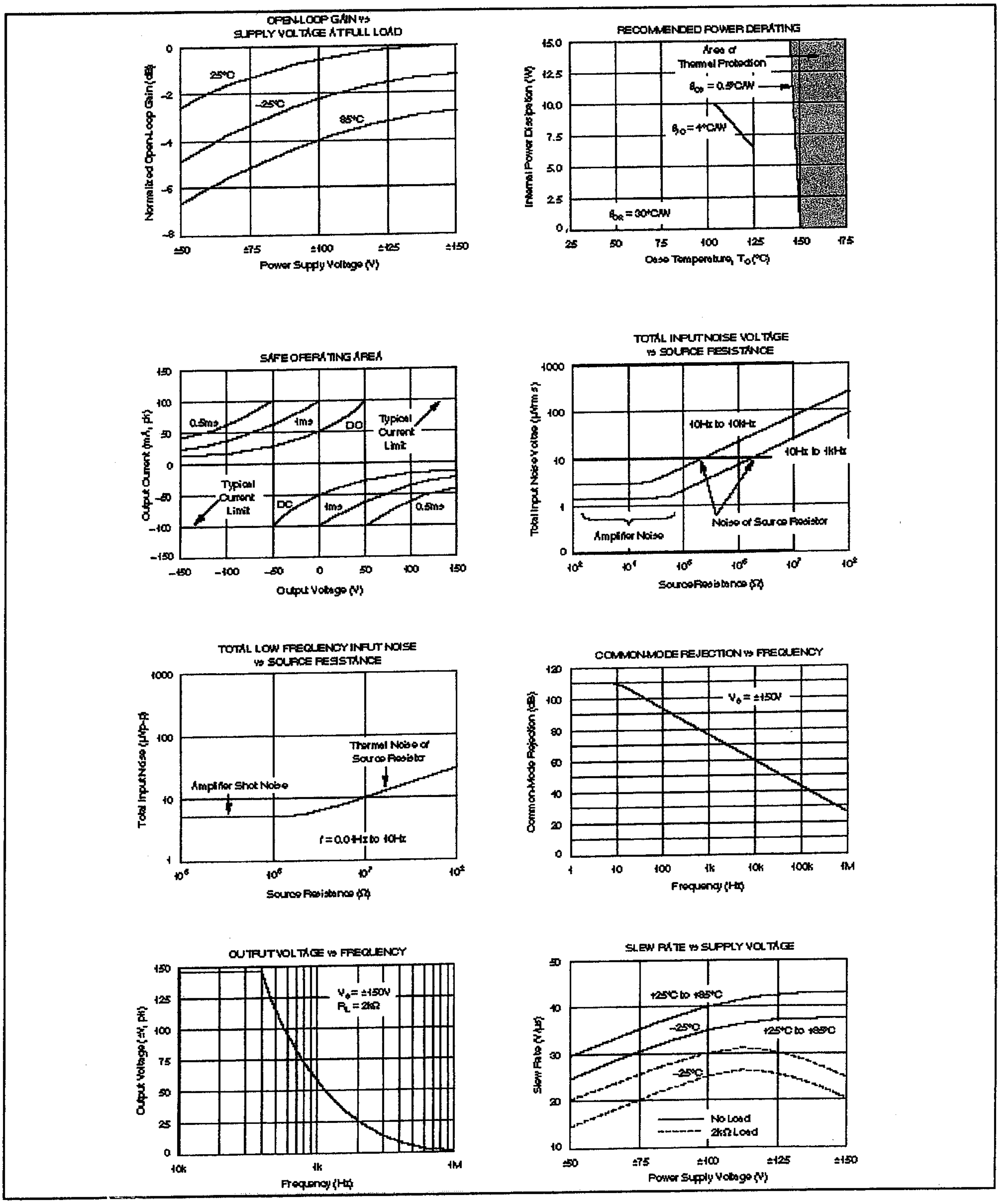
Voorbeeld-schakeling

In figuur 10/10.2-178 is de meest eenvoudige externe schakeling rond een 3583 getekend. De ontkoppelcondensatoren moeten zo dicht mogelijk bij de voedingspennen van het IC worden gemonteerd.
In deze figuur is aangegeven hoe men de offset kan compenseren. Noteer dat de schakelingen worden gelaserd op minimale offset. Bij de meeste toepassingen zal de externe compensatie dan ook overbodig zijn.



Figuur 10/10.2-178: Typisch voorbeeld-schakeling rond de 3583.

10.2 Type-beschrijving



Figuur 10/10.2-177: De belangrijkste parameters van de 3583.